Gaetano Marano

250 Progetti con gli Amplificatori di Norton

CIRCUITI FONDAMENTALI PER: AUDIO, MUSICA, STRUMENTI, CONTROLLI, AUTOMATISMI, CASA, AUTO, ANTIFURTI, FOTOGRAFIA, RADIOAMATORI, GIOCHI, GADGETS

GRUPPO
EDITORIALE
JACKSON
Via Rosellini, 12
20124 Milano

PREFAZIONE

Per chi non conosce ancora gli amplificatori di Norton, o C.D.A. (abbreviazione Inglese di Amplificatori Differenziatori di Corrente), diciamo subito che si tratta (come questo libro dimostrerà ampiamente) di componenti molto più versatili del noto 555 e quasi quanto gli amplificatori operazionali, il costo, poi, di un CDA è inferiore a quello di entrambi.

Gli amplificatori di Norton, prodotti da varie Ditte (National Semiconductor, Motorola, R.C.A., ecc.) esistono già da tempo e sono molto diffusi essendo facilmente reperibili sul mercato sotto varie sigle, una di queste è LM3900, un'integrato che contiene 4 CDA e che sarà certo già familiare a molti di voi per averlo utilizzato in qualche scatola di montaggio o averlo notato in vari circuiti pubblicati su riviste di elettronica.

A parte il basso costo (un LM3900 che contiene 4 CDA costa poco più di un 555 o di un 741), uno dei pregi degli amplificatori di Norton è quello di non richiedere di una doppia alimentazione come gli Op Amp, essendo stati i CDA progettati per funzionare con alimentazione singola che può essere compresa tra 4 V e 36 V.

Il libro è suddiviso in 12 capitoli.

Nel capitolo 1 vengono esposti, in modo chiaro, le caratteristiche ed il funzionamento dei CDA in commercio, sono spiegate, inoltre, le differenze ed i vantaggi rispetto agli Op Amp.

Il capitolo 2, suddiviso in 71 paragrafi, contiene oltre *100* circuiti fondamentali, applicativi e varianti degli stessi, tutti con le formule ed un esempio pratico. I circuiti del capitolo 2 consentono a ciascuno di progettare facilmente amplificatori, filtri, alimentatori, comparatori, circuiti logici, ecc. con i CDA, secondo le proprie esigenze.

Dopo il capitolo 3 che contiene delle indicazioni generali sull'uso dei CDA, vi sono otto capitoli (dal capitolo 4 al capitolo 11) comprendenti in totale oltre *160* circuiti pratici che utilizzano l'integrato LM3900 e componenti discreti.

Questi 160 progetti coprono molti settori (circuiti per auto, casa, fotografia, effetti sonori, effetti luminosi, circuiti audio, circuiti digitali, strumenti circuiti per musica, giochi, gadgets, ecc.) e mostrano molte delle possibili differenti applicazioni di questo integrato molto versatile. Altre applicazioni dell'LM3900 da solo o insieme ad altri integrati, possono essere anche ricavate dalle riviste tecniche.

Il capitolo 12, che è l'ultimo, contiene *22* Esperimenti sui CDA, facilmente realizzabili e spiegati passo-passo, tali esperimenti consentono di ottenere una conoscenza pratica degli amplificatori di Norton. Gli esperimenti possono essere realizzati utiliz-

zando la piastra per prove senza saldature SK10 o SK50 della E & L Instruments Inc. (per l'Italia Microlem S.p.A., Milano).

Il lettore di questo libro potrà leggere prima i capitoli 1 e 2 sul funzionamento e le applicazioni dei CDA e poi realizzare gli esperimenti del capitolo 12, oppure potrà passare direttamente ai circuiti pratici dei capitoli dal 4 all'11 curando di leggere prima il capitolo 3 con le indicazioni generali su tali circuiti.

Dopo avere letto questo libro sui CDA sono certo che userete spesso questi dispositivi e probabilmente troverete per essi molte altre utili applicazioni pratiche.

Per concludere desidererei ringraziare in particolare la National Semiconductor dai cui libri tecnici sono tratti vari circuiti applicativi esposti soprattutto nel capitolo 2.

Da poco è uscito sul mercato un nuovo integrato (LM359) che contiene due amplificatori di Norton programmabili con una velocità di funzionamento circa 100 volte maggiore dell'LM3900 e dei più comuni Op-Amp e che può, perciò, essere utilizzato in molte interessanti applicazioni ad alta frequenza e con alimentazione singola.

Mi è stato possibile provare tale dispositivo ed ho, quindi, aggiunto al capitolo 1 un paragrafo con le caratteristiche dell'LM359 e al capitolo 2 un paragrafo (A72) con indicazioni e circuiti basati sull'integrato stesso; in pratica l'LM359 può essere utilizzato nella maggior parte dei circuiti già descritti per l'LM3900, tenendo presente alcune importanti differenze e accorgimenti che sono esposti, appunto, nei due paragrafi aggiunti.

Gaetano Marano

SOMMARIO

CAPITOLO 3 - INDICAZIONI GENERALI SUI CIRCUITI PRATICI

CAPITOLO 4 - CIRCUITI AUDIO

CAPITOLO 5 - CIRCUITI PER MUSICA E EFFETTI SONORI

CAPITOLO 6 - STRUMENTI

CAPITOLO 7 - CONTROLLI, TELECOMANDI, AUTOMATISMI, CIRCUITI LOGICI

CAPITOLO 8 - CIRCUITI PER CASA E AUTO

CAPITOLO 9 - ANTIFURTI E SIRENE

CAPITOLO 10 - CIRCUITI PAR FOTOGRAFIA E RADIOAMATORI, LUCI PSICHEDELICHE ED EFFETTI LUMINOSI

CAPITOLO 11 - GIOCHI, GADGETS E VARIE

CAPITOLO 1

PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO E CARATTERISTICHE

Pur essendo molto simili esistono numerose differenze di funzionamento ed uso tra i C.D.A. e gli amplificatori operazionali.

La prima differenza è che gli amplificatori operazionali sono degli amplificatori che ricevono una tensione in ingresso e forniscono una tensione in uscita, mentre i C.D.A. ricevono una corrente in ingresso e danno una tensione in uscita.

In fig. 1-1 vediamo un'amplificatore al quale può essere collegata in ingresso direttamente una tensione nell'esempio di 1 V e che dà in uscita una tensione di 1 V. Si tratta, quindi, di un'amplificatore da tensione a tensione.

In fig. 1-2 è mostrato, invece, un'amplificatore da corrente a tensione.

A questo tipo di amplificatore come anche ai C.D.A., non va mai collegata direttamente in ingresso una tensione senza interporvi sempre una resistenza (R_{in}) di almeno qualche migliaio di Ω.

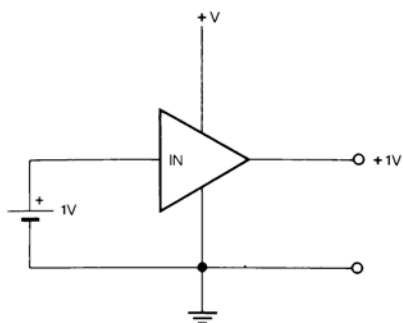
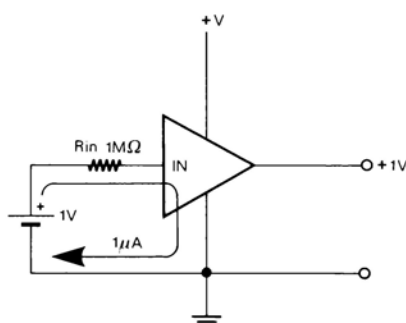



Figura 1-1 *Figura 1-2*

Come si vede sempre in fig. 1-2, tra la tensione in ingresso di 1 V e l'amplificatore vi è una resistenza di 1 MΩ, quindi nell'ingresso dell'amplificatore passa una corrente di 1 μA e la tensione di uscita è di 1 V.

Se la tensione di ingresso fosse per esempio di 5 V la corrente che circolerebbe sarebbe di 5 μA e la tensione di uscita in proporzione sarebbe di 5 V. Questo è solo

un esempio per chiarire che cos'è un'amplificatore che richiede una corrente in ingresso invece di una tensione.

Lo schema fondamentale di un C.D.A. è infatti un'amplificatore a transistori integrato con un guadagno, a seconda del tipo, da 66 dB (2000 volte) a 70 dB (3000 volte).

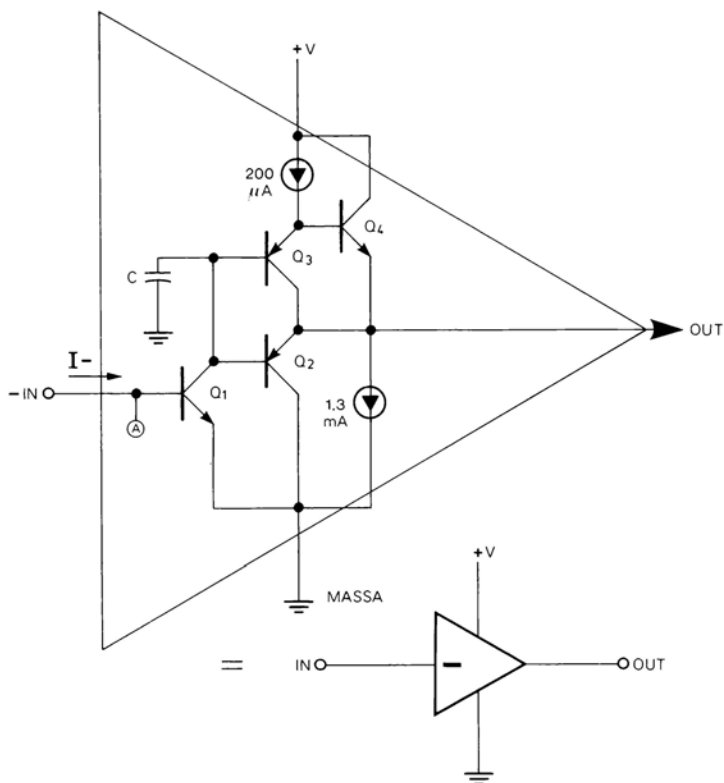



Figura 1-3

In fig. 1-3 si può osservare lo schema di uno dei 4 C.D.A. contenuti in un LM3900 privo dell'entrata +. L'amplificatore indicato nello schema (che ha un guadagno tipico di circa 2800 volte) è di tipo invertente, vale a dire che all'aumentare della corrente d'ingresso la tensione di uscita tende a diminuire e viceversa. Questo amplificatore si potrebbe già utilizzare così, come vedremo più avanti, ma il nostro obiettivo è di disporre di un'amplificatore Differenziale, che abbia, quindi, anche un ingresso NON invertente, come appunto negli amplificatori operazionali, con la differenza che possa accettare in ingresso delle correnti invece che delle tensioni e che possa funzionare con un'alimentazione singola. Prima di esaminare la soluzione adottata da colo-

ro che hanno progettato i C.D.A., sarà bene esporre cosa s'intende per amplificatore Differenziale.

In fig. 1-4 è esposto grosso modo, il funzionamento di un'amplificatore operazionale (che è un'amplificatore Differenziale); per semplicità si è supposto che tale operazione abbia un'amplificazione di soli 20 dB (10 volte).

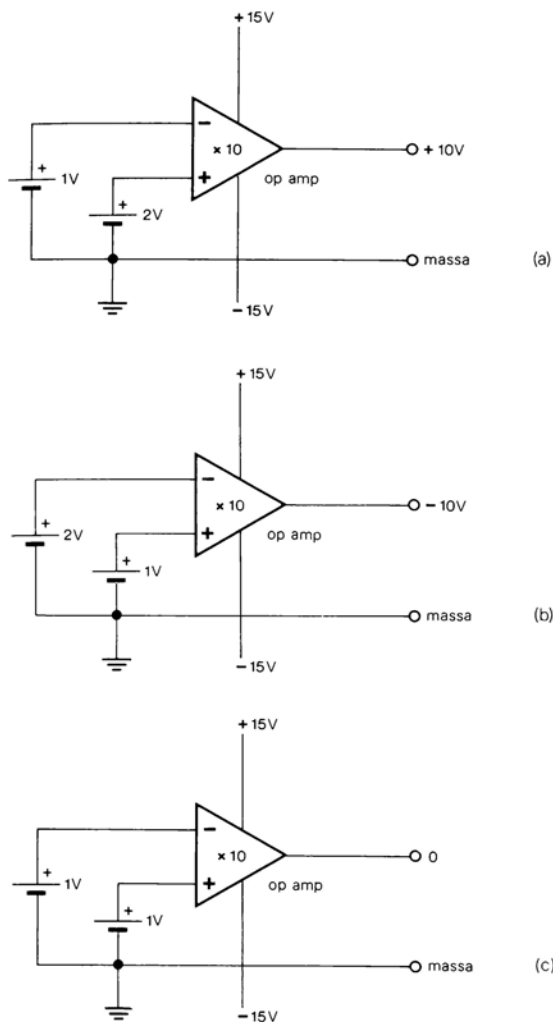



Figura 1-4

Notare innanzitutto che l'amplificatore operazionale per funzionare correttamente, dispone di una doppia alimentazione di ± 15 V. Nell'amplificatore Differenziale la ten-

sione di uscita è uguale alla tensione presente all'ingresso NON invertente (+), meno la tensione presente all'ingresso Invertente (-), moltiplicata per l'amplificazione (nel nostro esempio ×10).

In fig. 1-4a la tensione all'ingresso + è maggiore di quella all'ingresso -. Con i valori indicati la tensione di uscita sarà di +10 V (2 V - 1 V = 1 V × 10 = 10 V).

In fig. 1-4b, invece, è esposto il caso inverso, infatti la tensione all'ingresso - è maggiore della tensione all'ingresso +; la tensione di uscita, quindi, sarà di -10 V (1 V - 2 V = - 1 V × 10 = - 10 V).

Se, infine, le tensioni ai due ingressi sono le stesse (fig. 1-4c), i due ingressi sono in equilibrio e in uscita è presente una tensione di 0 V (1 V - 1 V = 0 × 10 = 0).

LO SPECCHIO DI CORRENTE

Per aggiungere all'amplificatore di fig. 1-3 un ingresso non invertente, in modo da farne un'amplificatore differenziale di corrente, è stato ideato un semplice circuito detto «Current Mirror» o specchio di corrente. Tale circuito è visibile in fig. 1-5 ed è composto da un transistore Qm ed un diodo D1.

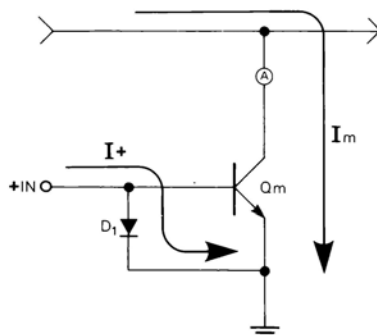



Figura 1-5

Nel processo di fabbricazione dell'integrato, sia il transistore che il diodo, risultano con caratteristiche appaiate tra loro e con il resto dell'amplificatore. Questo particolare circuito (fig. 1-5) funziona in questo modo: una corrente (I+) applicata all'ingresso +IN provoca lo scorrimento verso massa attraverso il collettore del transistore Qm di una corrente di uguale intensità (Im), nè maggiore nè minore. Questo circuito aggiunto allo schema di fig. 1-3 dà come risultato il circuito di fig. 1-6 che rappresenta un'amplificatore C.D.A. completo. Un LM3900 ne contiene 4 con alimentazione e massa in comune. È bene esaminare un attimo il funzionamento dello specchio di corrente collegato al resto dell'amplificatore; per semplicità in fig. 1-7 viene indicato solo lo specchio di corrente e la parte iniziale (Q1) del resto dell'amplificatore.

Se all'ingresso -IN viene inviata per esempio una corrente di 5 μA e all'ingresso +IN una corrente per esempio di 2 μA, il transistore Qm cortocircuiterà verso massa

(Per gentile concessione della National Semiconductors, Santa Clara, CA).

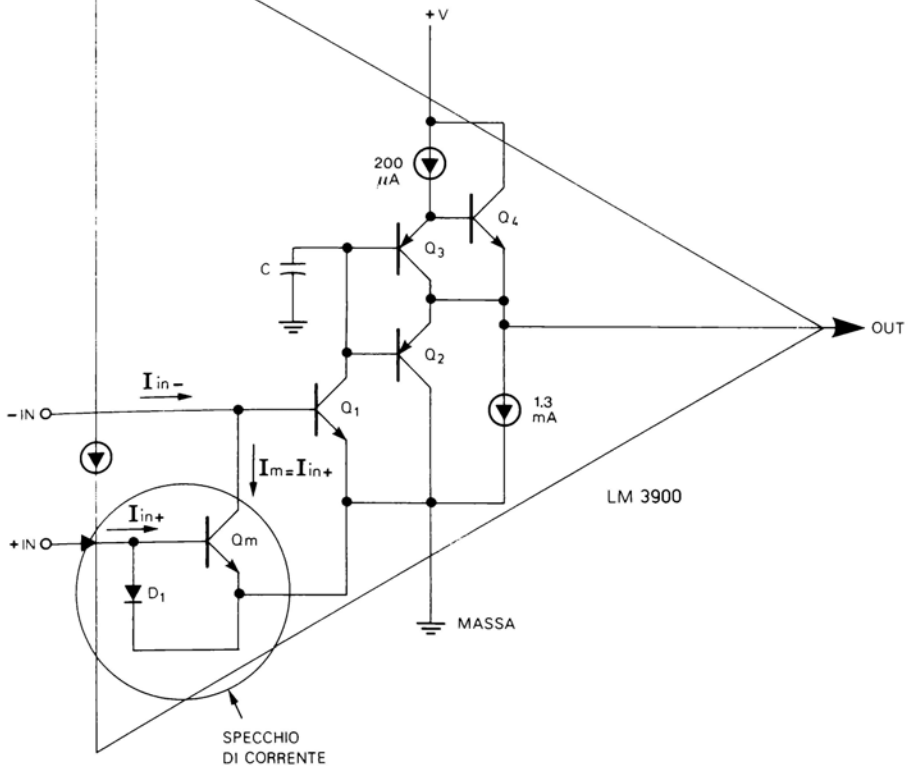



Figura 1-6

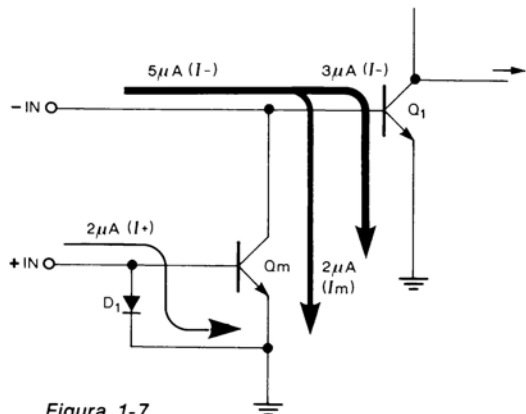



Figura 1-7

2 dei 5 μA che dovrebbero andare all'ingresso dell'amplificatore (Q1). Il risultato sarà che all'amplificatore arriveranno solo 3 μA, gli altri 2 μA saranno stati «specchiati» verso massa.

Come ricorderete l'amplificatore che ha inizio con Q1 è un'amplificatore invertente, vale a dire che maggiore è la corrente all'ingresso -IN, più la tensione di uscita si avvicina a 0, e viceversa.

Il transistore Qm cortocircuita verso massa una parte della corrente che dovrebbe andare all'ingresso dell'amplificatore invertente. Maggiore sarà la corrente cortocircuitata da Qm verso massa e più la tensione di uscita si allontanerà dalla massa (0 V) e si avvicinerà alla tensione di alimentazione. Riepilogando, inviando sempre maggiore corrente all'ingresso -IN la tensione di uscita tenderà a scendere, inviando, invece, sempre maggiore corrente all'ingresso +IN la tensione di uscita tenderà a salire. Lo specchio di corrente funziona, quindi, come un vero e proprio ingresso non invertente per il C.D.A. Il simbolo adottato per il C.D.A. è visibile in fig. 1-8; la freccia all'ingresso + (lettera Ⓐ) indica la corrente che entra nello specchio di corrente; la freccia al centro del simbolo (lettera Ⓑ) indica, invece, il flusso di corrente che dall'ingresso - va a massa attraverso lo specchio di corrente.

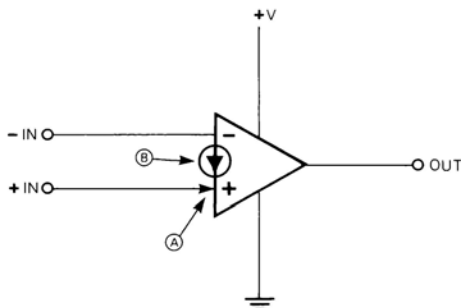



Figura 1-8

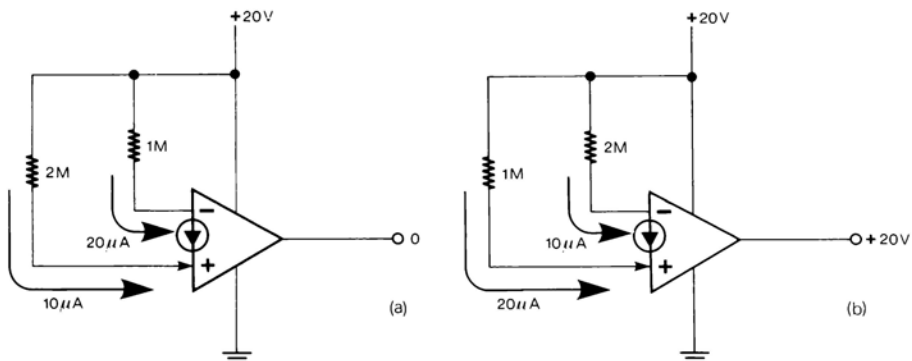



Figura 1-9

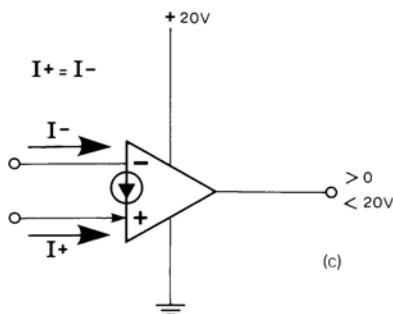



Figura 1-9

Paragonato al funzionamento dell'amplificatore operazionale che abbiamo visto in fig. 1-4, il funzionamento di un C.D.A. è visibile in fig. 1-9; notare innanzitutto la presenza di un'alimentazione singola positiva, in questo caso di 20 V. Se la corrente che entra nell'ingresso - è maggiore della corrente che entra nell'ingresso + (fig. 1-9a) la tensione di uscita è praticamente di 0 V. Se, invece, è la corrente che entra nell'ingresso + ad essere maggiore (fig. 1-9b) la tensione di uscita è di +20 V. Infine, se le due correnti sono uguali (e vedremo fra poco come si può ottenere questo) la tensione di uscita (fig. 1-9c), avrà un valore compreso tra 0 e 20 V, a nostra scelta.

Il dispositivo che abbiamo esposto si chiama, come abbiamo già detto C.D.A. da «current differencing amplifier» (in italiano amplificatore differenziale di corrente o anche amplificatore Norton), proprio perchè la tensione di uscita è uguale alla differenza delle CORRENTI d'ingresso (invece che delle tensioni di ingresso come negli op amp) moltiplicata per il fattore di amplificazione che è di 2-3000 volte. Vedremo adesso l'uso di tale dispositivo.

POLARIZZAZIONE

Un'amplificatore con op amp che dispone di doppia alimentazione, funziona come nelle figure 1-10 e 1-11. Le resistenze R_{in} ed R_f determinano un'amplificazione di 10 volte. In mancanza di segnale (fig. 1-10) la tensione di riposo in uscita è di 0 V, invece con un segnale d'ingresso per esempio di 2 V da picco a picco (fig. 1-11), il segnale di uscita sarà di 20 Vpp. Notare che il segnale di uscita ha un'escursione che va da +10 V a -10 V.

Se applicassimo il medesimo circuito così com'è ad un C.D.A. che dispone di alimentazione singola, questo non funzionerebbe bene. Come si vede in fig. 1-12 anche con un'alimentazione di 25 V il circuito amplificherebbe solo metà del segnale d'ingresso. Questo perchè i C.D.A. sono degli amplificatori ad alimentazione singola e richiedono perciò rispetto agli op amp un diverso tipo di polarizzazione, vale a dire che

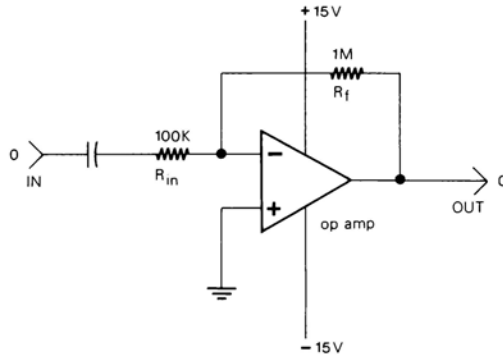



Figura 1-10

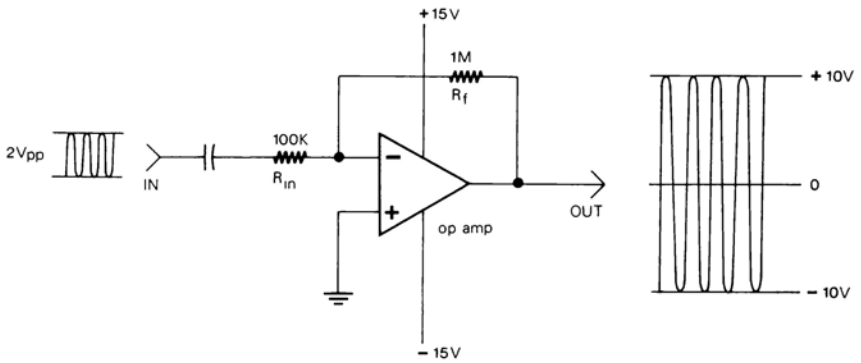



Figura 1-11

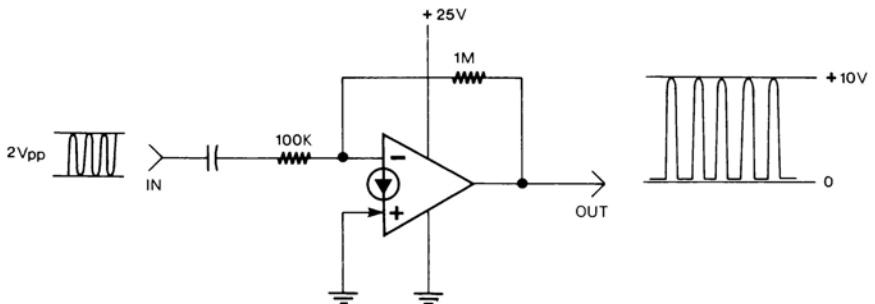



Figura 1-12

la tensione di uscita in mancanza di segnale, deve essere circa metà della tensione di alimentazione (nel caso di fig. 1-12 di 12/13 V) e non 0 V come negli op amp. Per questo tipo di polarizzazione il funzionamento di un C.D.A. si può paragonare a quello di un'amplificatore a transistore. In fig. 1-13 si può osservare un tipico amplificatore a transistore, con alimentazione di +20 V, i cui valori delle resistenze siano calcolati in modo che la tensione di uscita a riposo in mancanza di segnale (fig. 1-13a) sia la metà della tensione di alimentazione (nel nostro caso +10 V).

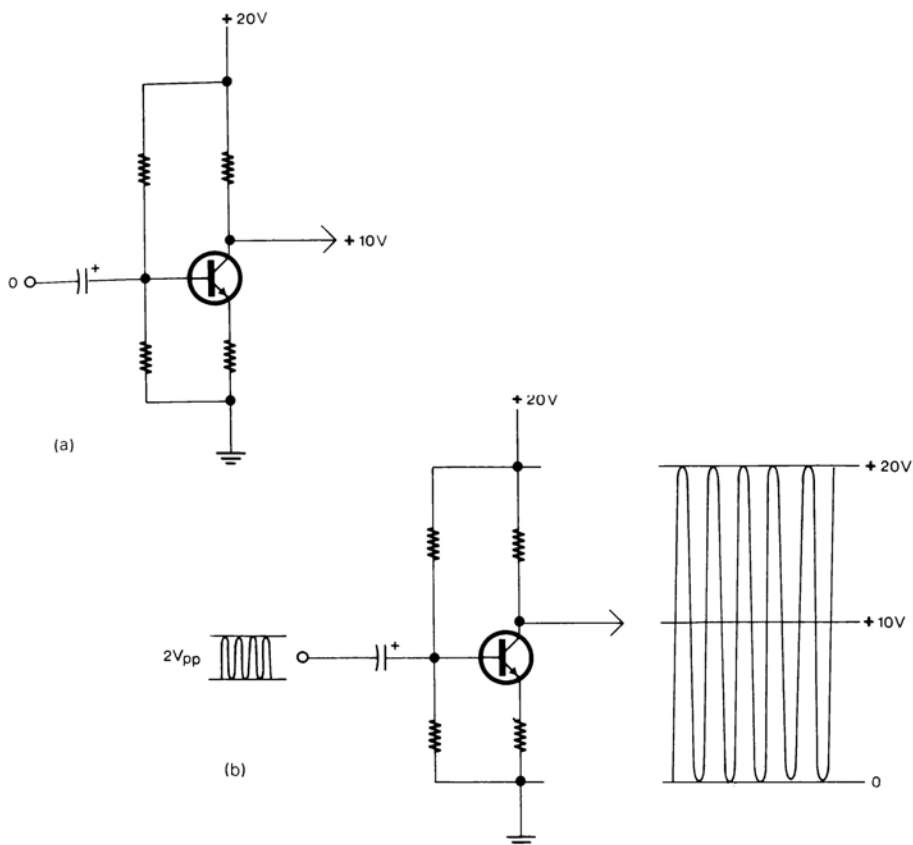



Figura 1-13

Applicando in ingresso un segnale di 2 Vpp, come in fig. 1-13b, (e supponendo che il circuito abbia un'amplificazione ×10) il segnale di uscita avrà un'ampiezza di 20 Vpp. (In pratica l'escursione massima della tensione di uscita è leggermente inferiore, ma questo è un'esempio). Notare che l'escursione del segnale di uscita va da 0 V a +20 V con punto centrale, appunto, a + 10 V.

È bene che, sia nell'amplificatore a transistori di fig. 1-13 che negli amplificatori con C.D.A., la tensione di uscita a riposo sia la metà della tensione di alimentazione e non, per esempio, 1/3 o 3/4; questo per ottenere una maggiore ampiezza massima del segnale di uscita. Il perchè si può vedere nelle figure 1-14 e 1-15.

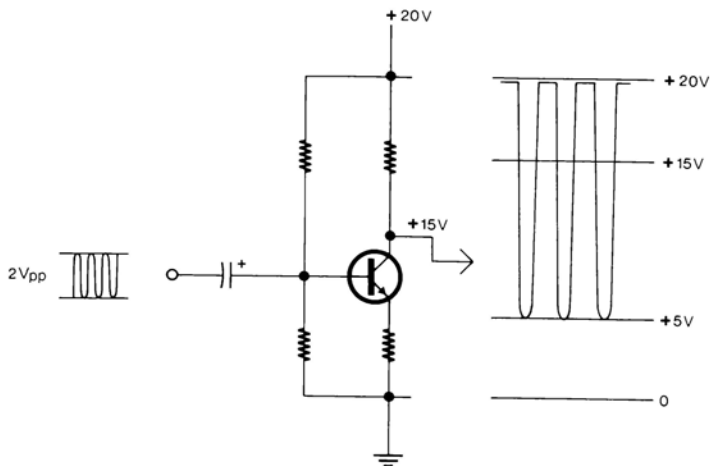



Figura 1-14

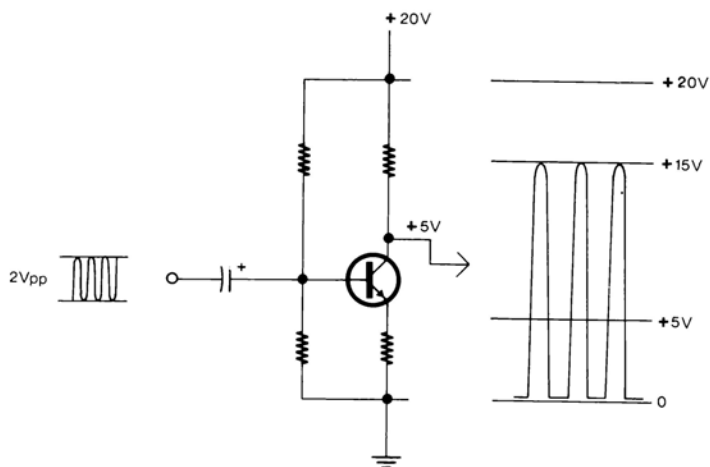



Figura 1-15

In fig. 1-14 vi è lo stesso amplificatore di fig. 1-13 con una tensione di uscita a riposo di +15 V. Con un segnale di ingresso di 2 Vpp la parte superiore del segnale di u-

scita risulta tagliata. Lo stesso avviene se la tensione a riposo è invece inferiore alla metà della tensione di alimentazione come per esempio in fig. 1-15 dove è di +5 V; la sola differenza è che in questo caso viene tagliata la parte inferiore del segnale di uscita. Per ottenere un segnale di uscita non tagliato occorrerebbe inviare in ingresso un segnale di ampiezza inferiore, non sfruttando, quindi, tutte le capacità dell'amplificatore.

POLARIZZAZIONE DEI C.D.A.

Per avere all'uscita di un C.D.A. una tensione a riposo stabile che sia all'incirca la metà della tensione di alimentazione, occorre, come si vede in fig. 1-16, collegare una resistenza (R_f) per esempio di 1 MΩ tra l'ingresso - e l'uscita ed una resistenza (R_b) di valore doppio (nel nostro caso 2 MΩ) tra l'ingresso + e la tensione di alimentazione. La tensione di uscita si stabilizza a 10 V circa perchè solo a 10 V le due correnti d'ingresso, I+ e I-, si equivalgono. Come si vede in fig. 1-16 la corrente (I+) che va dall'ingresso + attraverso la resistenza R_b, è di 10 µA (+20 V : 2 MΩ = 10 µA) ed anche la corrente (I-) che va all'ingresso - è di 10 µA (10 V : 1 MΩ = 10 µA). Supponendo che la tensione di uscita salisse a 11 V, la corrente all'ingresso - sarebbe di 11 µA (11 V : 1 MΩ = 11 µA), e dato che una maggiore corrente all'ingresso - che è invertente, tende a far scendere la tensione di uscita, la stessa ritornerebbe a 10 V. Qualcosa di simile accadrebbe se la tensione dovesse scendere, per esempio a 9 V. Diciamo accadrebbe perchè in realtà questo sistema di controreazione mantiene au-

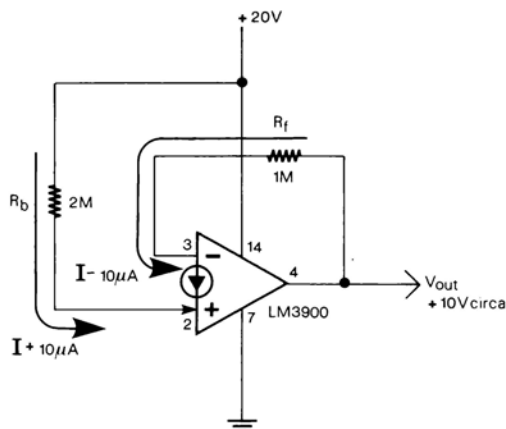



Figura 1-16

tomaticamente la tensione di uscita a riposo a +10 V. Quanto detto sulla fig. 1-16 ci conduce ad una formula che ci permette di calcolare la tensione di riposo in uscita. La formula è la seguente:

$$V_{out} = \frac{R_f}{R_b} \cdot (V+)$$

dove V+ è la tensione di alimentazione (+20 V in fig. 1-16). Sostituendo alla formula i valori di fig. 1-16 si può verificare la formula stessa:

$$V_{out} = \frac{1\,M\Omega}{2\,M\Omega} \cdot 20\,V = 0.5 \cdot 20\,V = +10\,V$$

Naturalmente si può scegliere una tensione di uscita a riposo (V_{out}) più alta o più bassa della metà di V+ scegliendo opportunamente R_b ed R_f, occorre solo che R_b sia un po' più grande di R_f. In fig. 1-17 vi sono due esempi con a fianco i calcoli basati

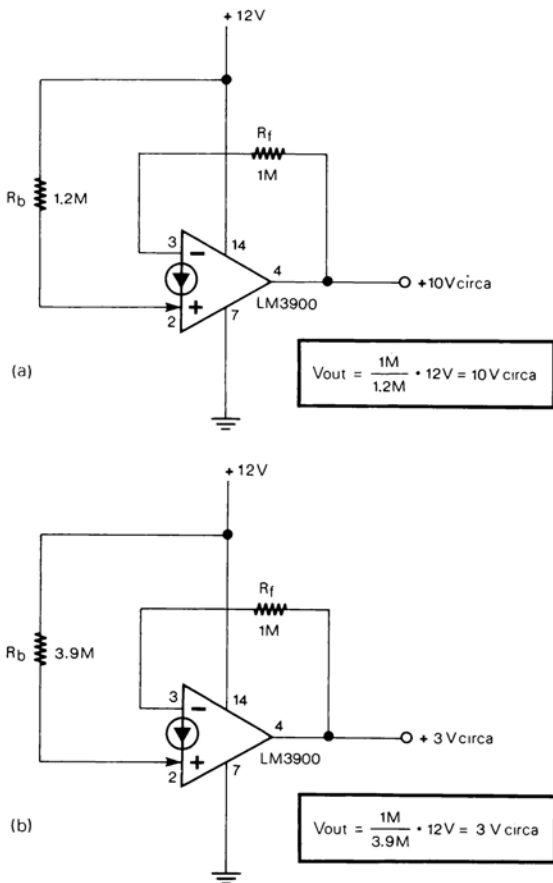



Figura 1-17

sulla formula precedente. Potete sperimentare in pratica i circuiti di fig. 1-16 e fig. 1-17 anche con altri valori, tenendo presente che le tensioni di uscita reali differiranno da quelle calcolate con la formula a causa della tolleranza delle due resistenze; comunque, è preferibile utilizzare resistenze al 5%.

AMPLIFICATORI CON C.D.A.

Dopo la polarizzazione di cui abbiamo appena parlato, è facile passare a realizzare un'amplificatore c.a. con i C.D.A. È sufficiente aggiungere al circuito di fig. 1-16 un segnale per esempio all'ingresso - tramite una resistenza R_{in} ed un condensatore «C», come si vede in fig. 1-18. La corrente d'ingresso che passa attraverso R_{in} si somma alla corrente di ritorno che passa attraverso R_f. Il segnale d'ingresso viene a trovarsi amplificato all'uscita e come negli amplificatori operazionali, il fattore d'amplificazione (A_v) dipenderà dal rapporto tra R_{in} e R_f secondo la formula:

$$A_v = - \frac{R_f}{R_{in}}$$

il segno - sta ad indicare che l'amplificatore è di tipo invertente.

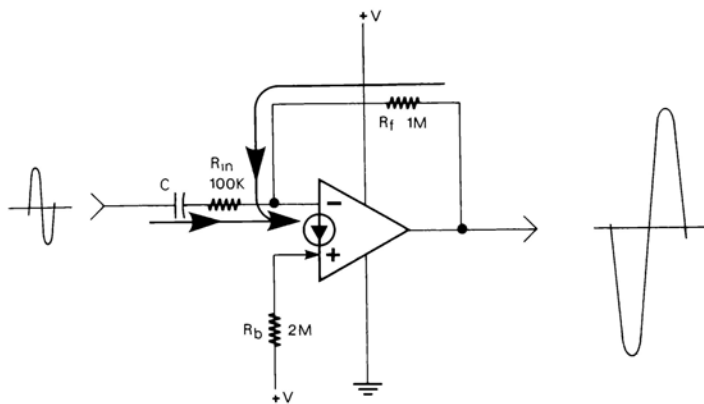



Figura 1-18

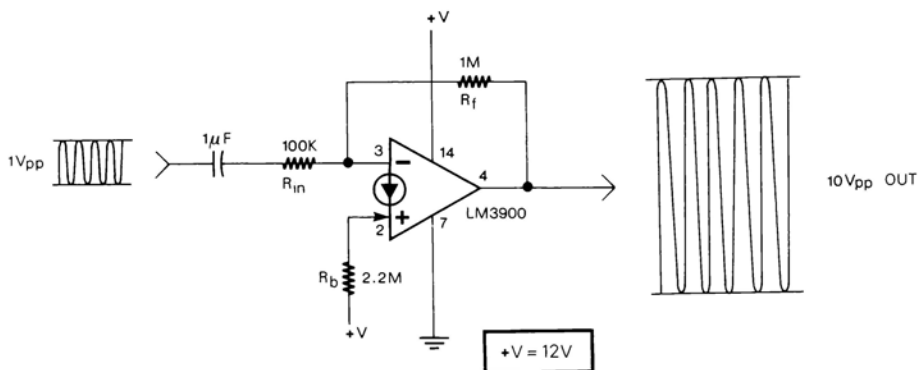



Figura 1-19

La fig. 1-19 mostra un esempio pratico d'amplificatore c.a. invertente con un guadagno di 20 dB (10 volte) dovuto al rapporto R_f/R_{in} (1 MΩ : 100 KΩ = 10). Inviando all'ingresso un segnale per esempio di 1 Vpp si avrà in uscita un segnale di 10 Vpp. Collegando R_{in} all'ingresso + (fig. 1-20) invece che all'ingresso -, si ottiene un'amplificatore c.a. NON invertente. Con valori medio-alti per R_{in}, l'amplificazione dipenderà dal rapporto R_f/R_{in}, l'amplificazione del circuito di fig. 1-20 sarà, perciò, di 20 dB (10

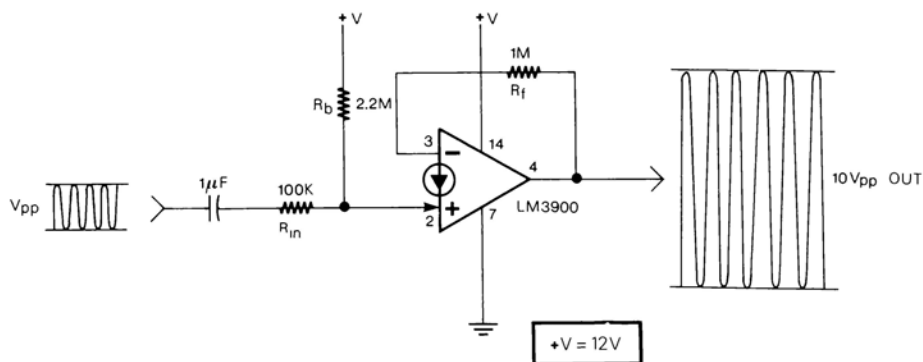



Figura 1-20

volte). Nei due amplificatori (fig. 1-19 e fig. 1-20) tenere conto che l'amplificazione reale può essere un po' più o un po' meno di 20 dB a causa della tolleranza delle resistenze usate (R_{in} e R_f).

CARATTERISTICHE TECNICHE DEI C.D.A.

Qui di seguito sono esposte le caratteristiche tecniche dell'LM3900. Verso la fine di questo capitolo si accennerà anche ad altri tipi di C.D.A. in commercio con differenti sigle e caratteristiche tecniche leggermente diverse dall'LM3900.

* La configurazione dell'integrato LM3900 a 14 piedini (visto da sopra), si può osservare in fig. 1-21. Per semplicità nei circuiti dei prossimi capitoli non verranno indicati per ciascun CDA i piedini corrispondenti e, in moltissimi casi, non verranno indicati neanche i piedini relativi all'alimentazione +V e massa. I 4 CDA dell'LM3900 sono identici, quindi nei circuiti fondamentali e pratici e negli esperimenti si può usare ciascuno dei 4 a scelta. Naturalmente il piedino 14 va sempre collegato al positivo dell'alimentazione ed il piedino 7 alla massa facendo attenzione a non invertirli.

* La tensione di alimentazione minima deve essere di +4 V, la massima di +36 V. Da 4 a 36 V le caratteristiche tecniche differiscono pochissimo. L'LM3900 può essere alimentato anche con una tensione doppia da ± 2 V a ± 18 V. La tensione negativa, naturalmente, si collega al pin 7 che con alimentazione singola rappresentava la massa, l'importante è che la tensione tra il pin 14 ed il pin 7 non superi i 36 V.

+V

IN+ (2) IN+ (1) IN− (1) OUT (1) OUT (2) IN− (2)

14 13 12 11 10 9 8

1 2 3 4

LM 3900
visto da sopra

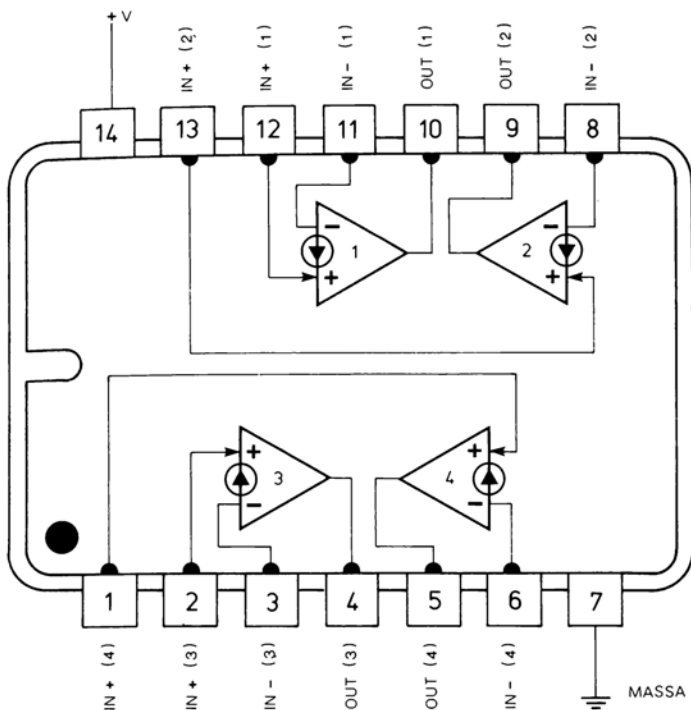
1 2 3 4 5 6 7

IN+ (4) IN+ (3) IN− (3) OUT (3) OUT (4) IN− (4) MASSA

Figura 1-21

* La corrente assorbita dall'integrato, in mancanza di carico alle uscite dei 4 amplificatori, è inferiore a 10 mA indipendentemente dalla tensione di alimentazione.

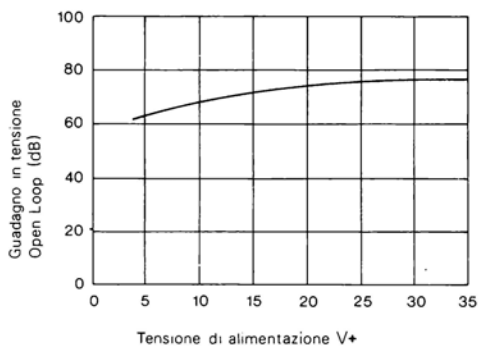



Figura 1-22

* Il guadagno senza controreazione («Open Loop») è di circa 70 dB (2800 volte) e varia leggermente con differenti tensioni di alimentazione (fig. 1-22). In fig. 1-23 si vede il rapporto tra guadagno «Open Loop» e frequenza. Nella stessa figura l'LM3900 è anche paragonato all'op amp tipo 741; come si vede il guadagno massimo del 741 è di 30-40 dB in più, ma da 1 KHz a 1 MHz il guadagno del CDA supera di circa 10 dB il guadagno dell'op amp.

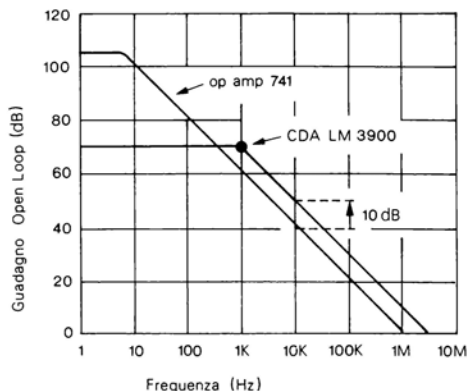



Figura 1-23

* La resistenza di uscita è inferiore a 8 kΩ.

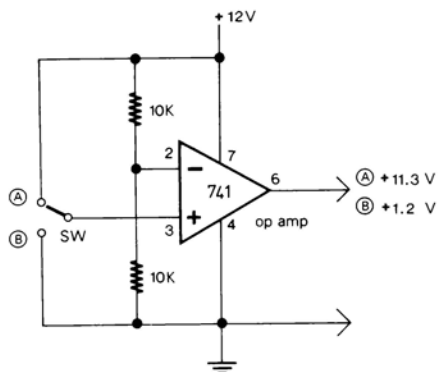
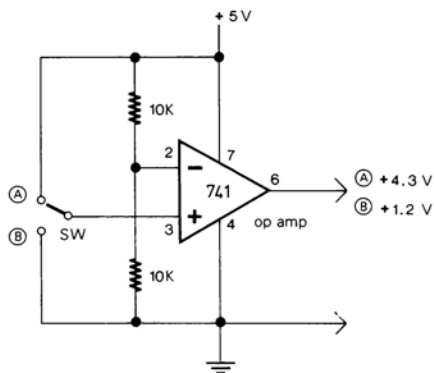



Figura 1-24

Figura 1-25

* La tensione di uscita dei CDA con alimentazione singola può scendere quasi a 0 V e può salire fino alla tensione di alimentazione meno circa 1 V; è questo un altro

vantaggio rispetto agli op amp. In fig. 1-24 si può osservare un op amp tipo 741 con alimentazione singola a 12 V. Con il deviatore SW in posizione A si ha la massima tensione di uscita che non arriva a 12 V ma solo a poco più di 11 V. Con SW in posizione B si ha la minima tensione di uscita che non scende sotto 1.2 V. Se poi, invece, di 12 V usiamo un'alimentazione di solo 5 V (fig. 1-25) l'escursione utilizzabile della tensione di uscita del 741 si riduce a meno di 3 V (da 1.2 V a 4.3 V). Nel caso

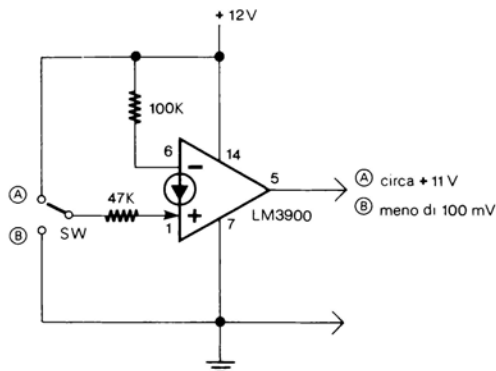



Figura 1-26

dei CDA (fig. 1-26) la tensione minima può essere di meno di 100 mV, la massima è inferiore di 1 V della tensione di alimentazione. Con un carico elevato i valori possono essere differenti.

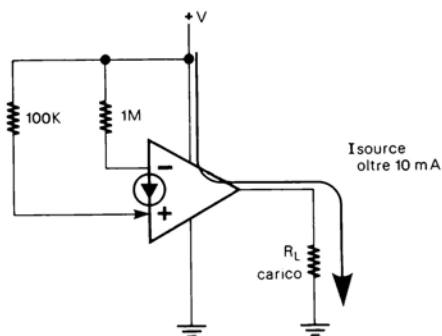



Figura 1-27

* La corrente di uscita positiva (I_{source}) può arrivare fino a 15-20 mA e può, quindi, pilotare anche un LED o altro (fig. 1-27). La corrente di uscita negativa (I_{sink}),

invece, dipende dalla corrente che entra nell'ingresso attraverso la resistenza R_{in} (fig. 1-28). Tale corrente con alti valori di resistenza all'ingresso - è di circa 1.3 mA (fig. 1-28). Se si usa per R_{in} una resistenza di basso valore per cui all'ingresso - entra una corrente più elevata, il CDA viene ad essere sovrapilotato e può fornire in uscita una corrente (I_{SINK}) fino a 80 mA. In fig. 1-29 si vede un CDA che riceve all'ingresso - una corrente (I_{in-}) di 100 μA. In tali condizioni l'uscita è in grado di

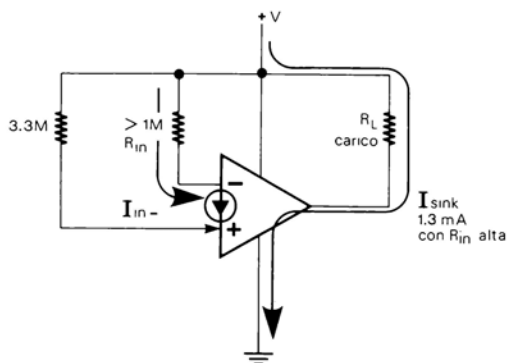



Figura 1-28

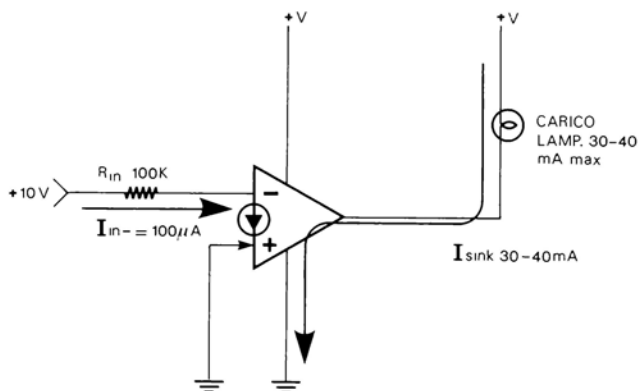



Figura 1-29

pilotare anche una lampadina, un reed relè o altro carico con un assorbimento massimo di 30-40 mA. Il grafico di fig. 1-30 mostra il rapporto tra la corrente all'ingresso (I_{in-}) e la corrente negativa di uscita (I_{SINK}). Se si sfrutta questa possibilità

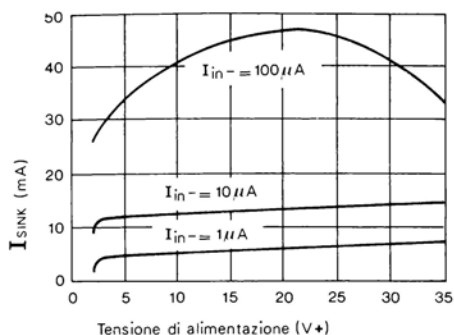



Figura 1-30

dell'amplificatore occorre utilizzarlo in modo che l'uscita sia sempre o alla massima o alla minima tensione e non a tensioni intermedie, questo per non superare la dissipazione massima ammessa che per l'LM3900 è di 570 mW. L'uscita di un CDA può essere erroneamente cortocircuitata senza danno verso massa o verso +V solo per pochi secondi, specialmente se la corrente all'ingresso - è elevata.

* Poichè sia l'ingresso - che l'ingresso + iniziano con un transistore (fig. 1-31) il CDA per funzionare richiede (per esempio se lo si usa come comparatore) una tensione minima d'ingresso (detta V_{BE}) di 0.5V.

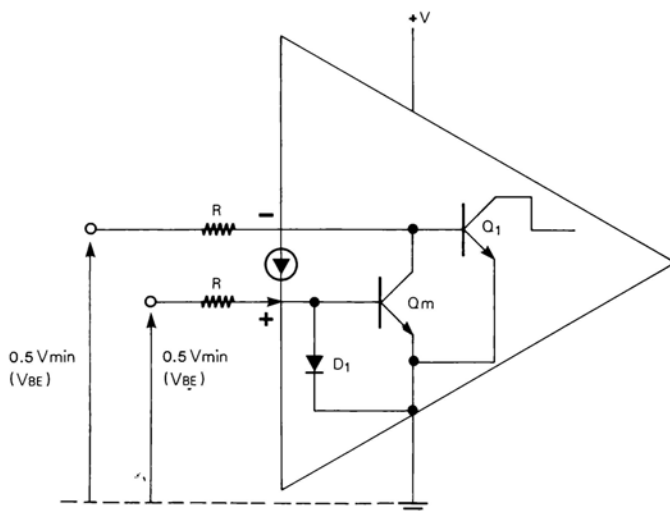



Figura 1-31

* Le due correnti d'ingresso $I_{in}+$ e $I_{in}-$ (fig. 1-32) non devono MAI superare i 20 mA come valore massimo ammesso; perciò i due ingressi non vanno mai collegati direttamente (fig. 1-33) o tramite dei pulsanti (fig. 1-34) nè alla tensione di alimentazione (V+) nè ad una tensione esterna senza interporvi una resistenza. Se le tensioni d'ingresso non superano il valore della tensione di alimentazione massima (+ 36 V), le due resistenze d'ingresso (fig. 1-35) possono avere un valore minimo di 5-

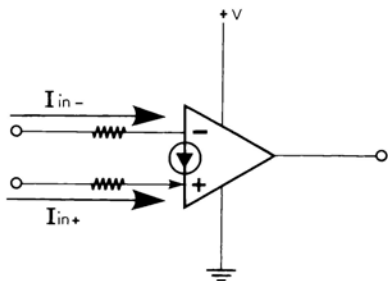



Figura 1-32

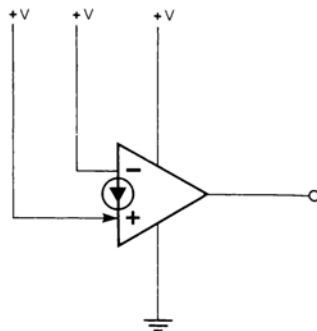



Figura 1-33

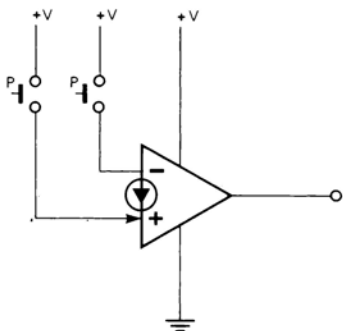



Figura 1-34

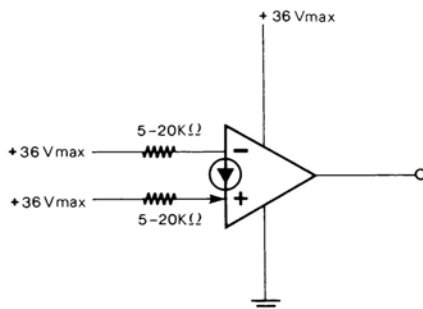



Figura 1-35

20 kΩ. Se, invece, gli ingressi vanno collegati a tensioni esterne positive per esempio di 50 o più Volts le resistenze minime d'ingresso dovranno essere calcolate con la formula in fig. 1-36 che limita la corrente massima di ingresso a 5 mA. Nell'uso pratico è bene utilizzare per R_{in}, R_b, R_f, ecc. resistenze di valore compreso tra un minimo di 5 kΩ ed un massimo di 20 MΩ, in modo da avere delle correnti d'ingresso sempre inferiori a 1-2 mA.

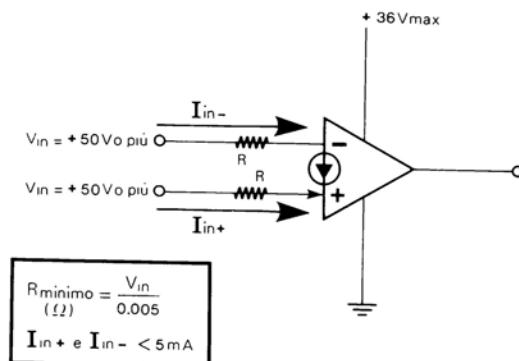



Figura 1-36

Altri accorgimenti di cui tenere conto sono:

- Non collegare gli ingressi a tensioni negative (fig. 1-37).
- Anche se vi sono delle resistenze (fig. 1-38) la corrente (I_{neg}) non deve superare un paio di mA. (Nel secondo capitolo vedremo gli accorgimenti per u-sare i CDA anche con tensioni negative).

* Input Bias Current (I_B). Questo termine indica un leggero sbilanciamento delle correnti d'ingresso. Tale sbilanciamento è di almeno 30 nanoAmpere. Lo sbilanciamento delle correnti d'ingresso determina una leggera deriva (Drift) quando si usa un CDA come integratore lento o come campionatore. Nel capitolo 2 si vedrà come ridurre questo effetto.

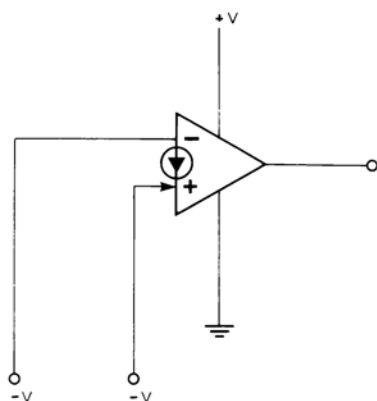



Figura 1-37

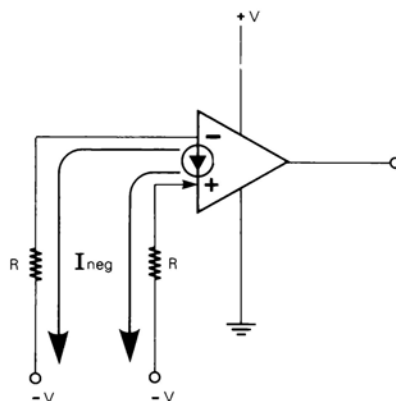



Figura 1-38

* La larghezza di banda con guadagno unitario è di circa 2.5 MHz. In fig. 1-39 si può osservare la risposta all'onda quadra di un CDA. All'ingresso di questo circuito viene applicata un'onda quadra simmetrica di 5 kHz.

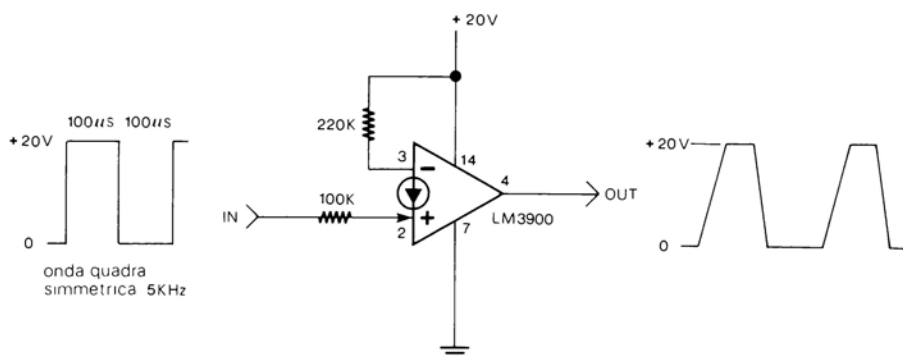



Figura 1-39

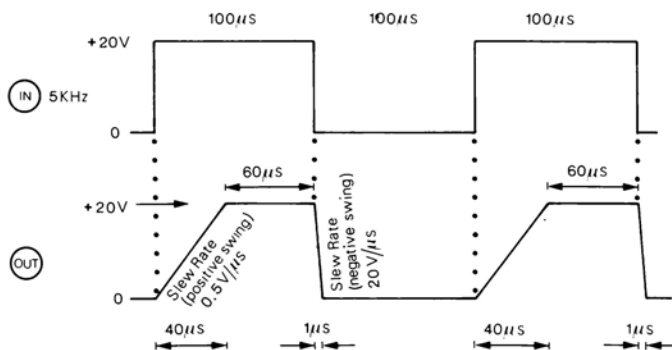



Figura 1-40

Come si vede in fig. 1-40 l'onda di uscita non è perfettamente quadra ma ci mette di più a salire che a scendere e le velocità di salita e di discesa vengono indicate con il parametro detto «Slew Rate». Come si vede sempre in fig. 1-40 l'onda di uscita ci mette 40 μs per salire a +20 V, mentre richiede solo 1 μs per scendere da +20 V a 0. Questo perchè i CDA hanno uno Slew Rate in salita di soli 0.5 V/μs e uno Slew Rate in discesa di 20 V/μs (che vuol dire che la tensione di uscita per scendere di 20 V richiede 1 μs, per scendere di 10 V di ½ μs e così via).

* I dati dell'LM3900 appena spiegati sono riassunti nella tabella 1-1.

Tabella 1-1 **Caratteristiche dell'LM3900**			
Temperatura di funzionamento		0°C/+70°C	
Tensione di alimentazione	+V	+4/36 V ±2/±18 V	
Consumo		<10 mA	
Dissipazione massima		570 mW	
Guadagno Open Loop	Avo	circa 70 dB (2800 volte)	fig. 1-23
Resistenza di uscita	Ro	8 KΩ	
Minima tensione di uscita		<100 mV	
Massima tensione di uscita		(V+) − 1 V	
Corrente di uscita positiva	Isource	10-20 mA	
Corrente di uscita negativa	Isink	1.3 mA	fig. 1-30
Minima tensione di ingresso	VBE	0.5 V	
Massima corrente di ingresso	Iin+ o Iin−	20 mA	
Input Bias Current	IB	30 nA	
Larghezza di banda a guadagno unitario	ft	2.5 MHz	
Slew Rate in salita (positive swing) in discesa (negative swing)		 0.5 V/μs 20 V/μs	

ALTRI TIPI DI CDA

Oltre a LM3900 esistono in commercio altri due tipi di CDA molto diffusi che sono i MOTOROLA MC3401 ed MC3301 costruiti anche da altri fabbricanti. Entrambi contengono quattro amplificatori come l'LM3900. La configurazione dei piedini è uguale a quella dell'LM3900 (fig. 1-21). Il funzionamento è lo stesso, come anche parte delle caratteristiche tranne alcune che sono riassunte nella tabella 1-2. Come si vede la differenza maggiore sta nella tensione di alimentazione che è di +4/36 V per LM3900, mentre è di +5/18 V per MC3401 e di +4/28 V per MC3301. Questi due integrati possono essere usati in tutti i circuiti più avanti presentati tranne quelli che richiedono una tensione di alimentazione superiore a 18 V (se si dispone di un MC3401) o superiore a 28 V (se si dispone di un MC3301). Nella maggior parte dei casi, tuttavia, questa non è una limitazione e bisogna tenere conto anche che

Tabella 1-2			
	LM3900	**MC3401**	**MC3301**
Temperatura di funzionamento	0°C/+70°C*	0°C/+75°C	−40°C/+85°C
Tensione di alimentazione (+V)	+4/36 V	+5/18 V	+4/28 V
Guadagno Open Loop (Avo)	2800	2000	2000
Larghezza di banda (ft)	2.5 MHz	5 MHz	4 MHz
Input Bias Current (IB) typ.	30 nA	50 nA	50 nA
Slew Rate	0.5 V/μs	0.6 V/μs	0.6 V/μs
*LM1900 = −55 · 125°C	LM2900 = −40 + 85°C		

MC3401 e MC3301 hanno una larghezza di banda (f_t) doppia dell'LM3900 e possono essere, quindi, preferiti dove la velocità è più importante di una elevata tensione di alimentazione.

CARATTERISTICHE TECNICHE DELL'LM359 (DOPPIO NORTON VELOCE)

L'integrato LM359 è simile come funzionamento all'LM3900 con la differenza che contiene solo 2 CDA che hanno, però, una velocità cento volte superiore ai CDA dell'LM3900, infatti il prodotto Guadagno/Larghezza di banda dei CDA dell'LM359 può essere anche di 300 MHz quando il CDA è usato come amplificatore con guadagno tra 10 e 100 volte; questo vuol dire, per esempio, che con un guadagno di 10 volte si possono amplificare frequenze di 30 MHz. L'LM359 può essere utilizzato, perciò, in tutte le applicazioni dove l'LM3900 o i più comuni Op-amp non hanno una velocità sufficiente, quindi in amplificatori, oscillatori, circuiti logici, ecc. ad alta frequenza. Naturalmente in tutte le applicazioni che non richiedono un'alta velocità è preferibile usare l'LM3900 che contiene 4 CDA ed ha un costo inferiore.

Pur essendo simile all'LM3900, l'LM359 ha alcune limitazioni; inoltre per funzionare richiede in alcuni casi l'uso di condensatori di compensazione, e di una resistenza esterna (R_{set}) che stabilisce la corrente I_{set} in quanto il dispositivo è programmabile.

In questo paragrafo e nel paragrafo A72 del capitolo 2, si vedrà quali caratteristiche vengono influenzate da I_{set} ed in quali circuiti sono necessari i condensatori di compensazione.

* La configurazione dell'integrato LM359 (visto da sopra) è in fig. 1-41. Come si nota la piedinatura è differente dall'LM3900. La tensione di alimentazione (+V), che non deve essere superiore a 25 V, va collegata al piedino 12, i piedini 4 e 11, invece, vanno entrambe collegati a massa. Ai piedini 3 e 13 vanno collegati i condensatori di compensazione rispettivamente del CDA A_1 e A_2 (SE QUESTI DUE PIE-

DINI NON VENGONO UTILIZZATI VANNO LASCIATI APERTI). La resistenza di programmazione R_{set} va collegata tra i piedini 1 e 8 (fig. 1-42). Tale resistenza è sempre necessaria e va calcolata, come vedremo più avanti, in modo che la I_{set} non superi i 2 mA. La stessa R_{set} programma contemporaneamente i due CDA. Nell'usare l'LM359 si può fare riferimento alle fig. 1-41 e 1-42. I 2 CDA sono uguali e possono essere usati indifferentemente. È importante fare attenzione a collegare esattamente il piedino 12 (+V) e i piedini 4 e 11 (massa). Infine, in fig. 1-43 si può osservare lo schema elettrico completo dell'LM359.

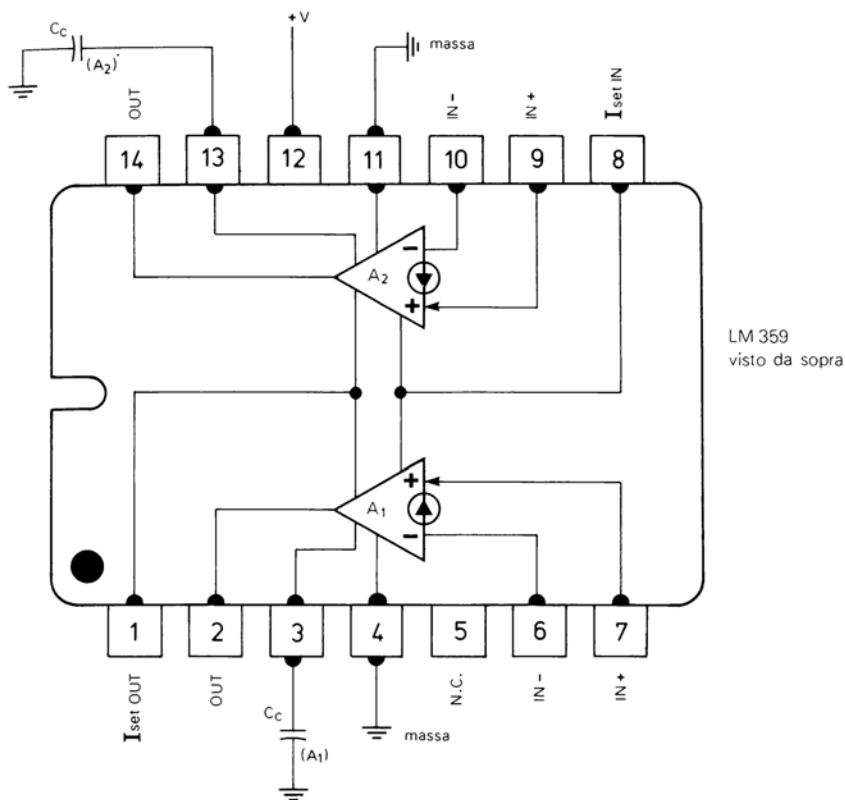



Figura 1-41

* La tensione di alimentazione dell'LM359 può essere compresa tra un minimo di 5 V ed un massimo di 25 V. La massima tensione è, quindi, inferiore a quella dell'LM3900. Anche l'LM359 può essere alimentato con una tensione doppia da $\pm$ 2.5 V a $\pm$ 12.5 V.

* La corrente assorbita dall'integrato, in mancanza di carico alle uscite dei due amplificatori, è di circa 20 mA.

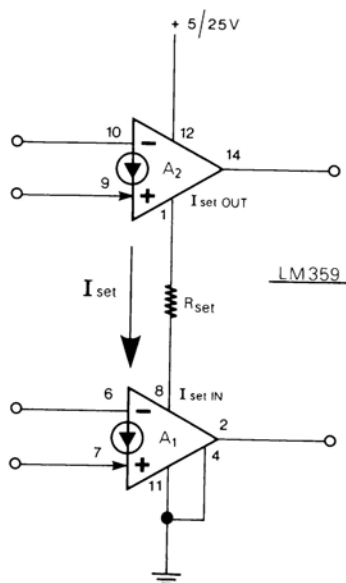



Figura 1-42

* Il guadagno senza controreazione («Open Loop») è di circa 72 dB (4000 volte). Il grafico di fig. 1-44 indica il rapporto tra guadagno e larghezza di banda dell'LM359, come paragone nella stessa figura sono indicate anche le curve dell'LM3900 e dell'op-amp 741.

* Nell'LM359 la tensione di uscita minima può scendere a solo 4 mV (ancora meno dell'LM3900 che ha una tensione minima di circa 100 mV), mentre la tensione massima è uguale a +V meno circa 1.5 V, quindi con una alimentazione di 12 V la tensione di uscita massima sarà intorno a 10.5 V (fig. 1-45). Questo con una I_{set} di circa 0.5 mA. Tali tensioni di uscita sono misurate senza carico; con un carico e-levato i valori possono essere differenti.

* La corrente di uscita positiva (I_{source}) può arrivare fino a 40-50 mA (fig. 1-46). La corrente di uscita verso massa (I_{sink}), invece, può essere superiore a 10 mA (fig. 1-47) e dipende, naturalmente, dal carico che, però, influenza anche la tensione di uscita (V_o) come è indicato nella tabella sempre in fig. 1-47. I valori di I_{sink} e V_o indicati sono misurati con una corrente all'ingresso - (I_{in-}) di 100 μA, bisogna dire, però, che a differenza dell'LM3900, nell'LM359 il valore della corrente di uscita I_{sink} viene influenzato pochissimo dalla corrente all'ingresso -.

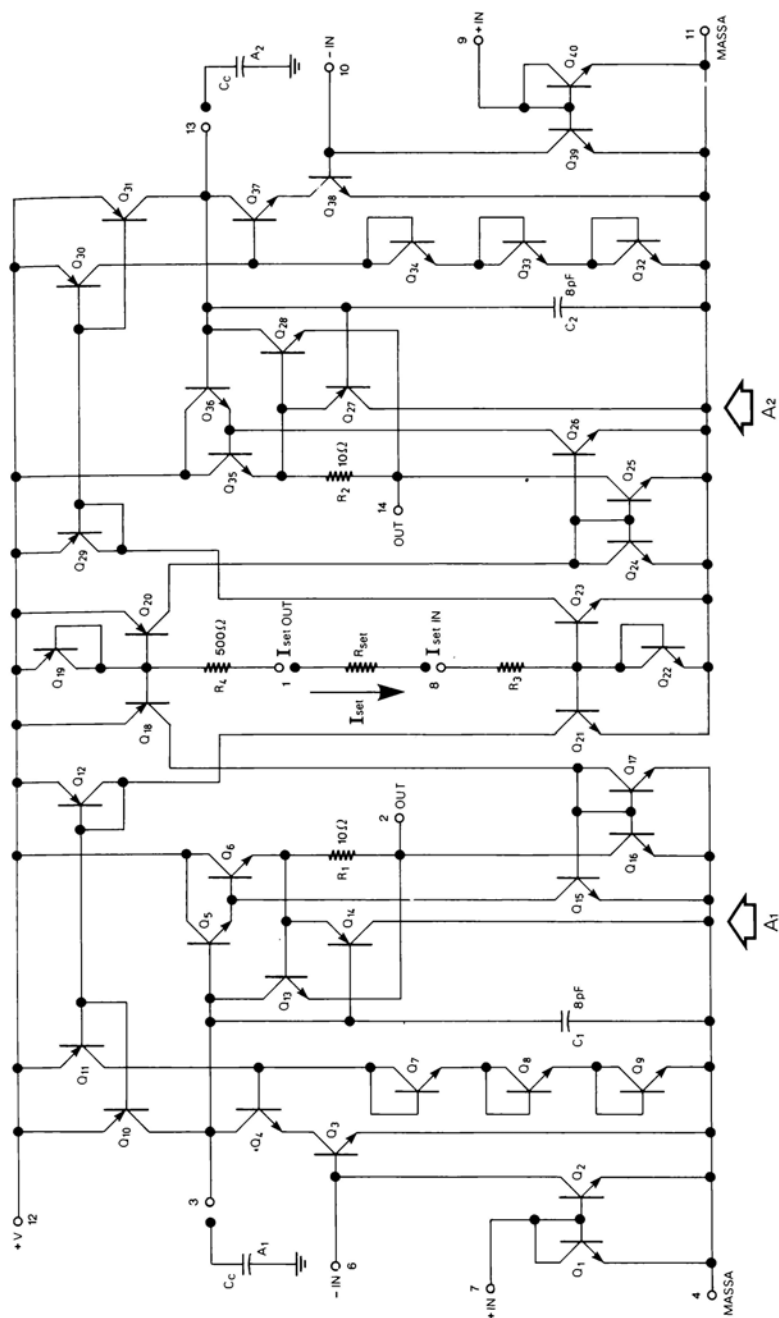



Figura 1-43

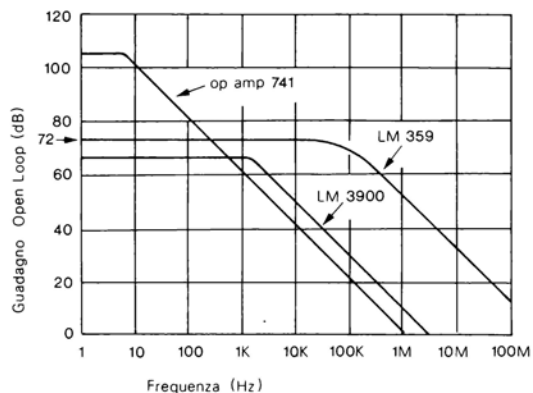



Figura 1-44

Figura 1-45

Figura 1-46

R_L	I_{sink}	V_O
12 K	~ 1 mA	83 mV
3.9K	~ 3 mA	1V
1.2K	~ 10 mA	1.5V

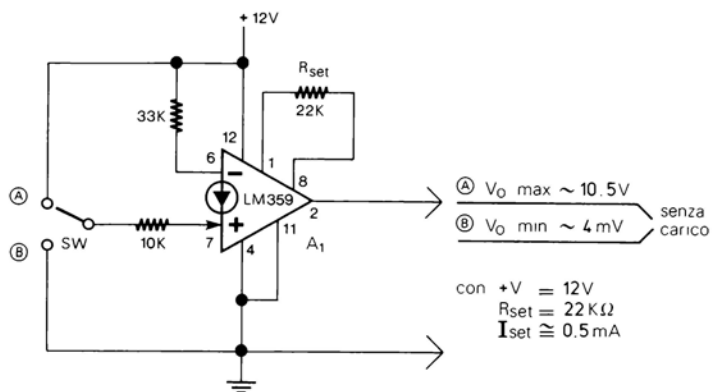
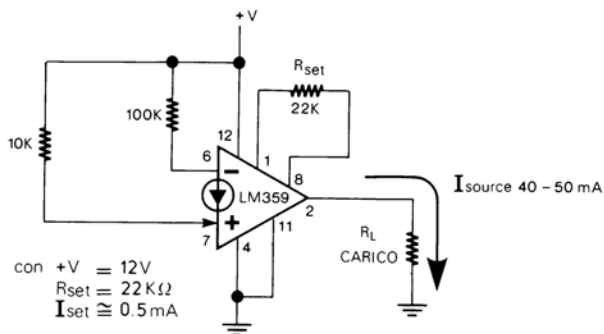
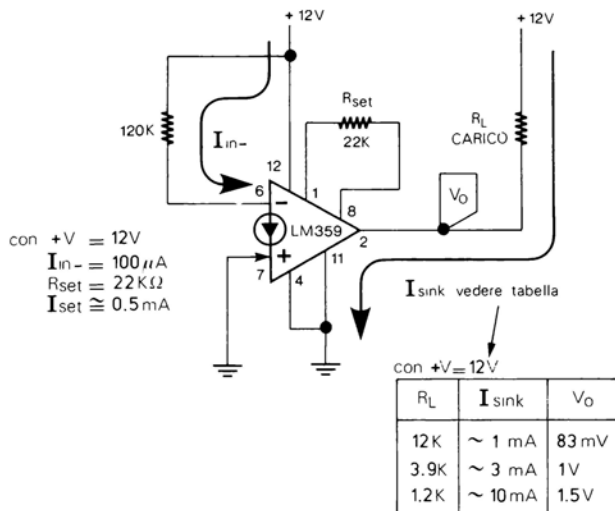



Figura 1-47

* Nell'LM359 la tensione minima di ingresso (V_{BE}) non è di 0.5 V come nell'LM3900 ma è di circa 0.7 (fig. 1-48). Bisogna tenere presente questa differenza in quanto in alcuni circuiti è importante il valore di V_{BE} (per esempio nel tipo di polarizzazione esposto al paragrafo 7 del capitolo 2).

* I_{set}. La corrente di programmazione I_{set} può essere stabilita tramite la scelta di una resistenza (R_{set}) la quale va collegata tra il piedino 1 (I_{setOUT}) ed il piedino 8 (I_{setIN}) dell'LM359 (fig. 1-49). La medesima resistenza stabilisce la corrente di

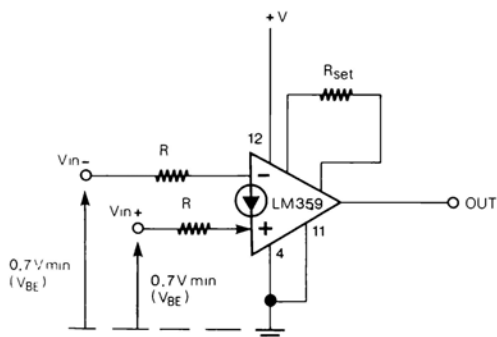



Figura 1-48

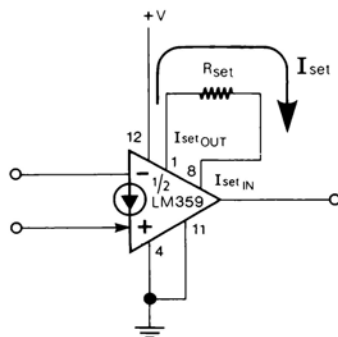



Figura 1-49

programmazione per entrambi i CDA dell'integrato. La formula approssimativa per calcolare R_{set} a partire da I_{set} e +V è la seguente:

$$R_{set} \cong \frac{(+V) - 1.5V}{I_{set}}$$

il risultato ottenuto (in Ω) va arrotondato al valore di resistenza standard più vicino. Come si può intuire osservando la formula, la corrente I_{set} varia al variare della tensione di alimentazione (+V), per cui se si vuole una I_{set} fissa la tensione +V deve essere stabile. I_{set} può avere un valore massimo di **2 mA**. In pratica I_{set} può essere stabilita tra 10 μA e 1 mA, in molte applicazioni, comunque, si può stabilire una I_{set} di circa 0.5 mA. Come vedremo più avanti I_{set} influenza la velocità e determina il valore massimo delle resistenze utilizzate (con un valore di I_{set} alto la velocità e più elevata ma si devono usare resistenze più basse, il contrario avviene con una I_{set} bassa).

* Le due correnti di ingresso I_{in+} e I_{in-} dell'LM359 (fig. 1-32) non devono MAI superare i **10 mA** come valore massimo ammesso; perciò i due ingressi non vanno mai collegati direttamente (fig. 1-33) o tramite dei pulsanti (fig. 1-34) nè alla tensione di alimentazione (+V) nè ad una tensione esterna senza interporvi una resistenza di valore adeguato, inoltre gli ingressi non vanno collegati direttamente a tensioni negative (fig. 1-37). Nell'uso pratico le due correnti di ingresso vanno limitate ad un valore di 1-2 mA, per cui il valore minimo delle resistenze di ingresso deve essere di 5-10 kΩ (con tensioni di ingresso massime di 25 V). Negli amplificatori, nei filtri, ecc. ad alta frequenza si possono usare resistenze di ingresso di valori inferiore a quanto detto, (anche 50-1000 Ω), questo per evitare che la resistenza di ingresso formi, con la capacità parassita di ingresso, un filtro passa basso che limiti la larghezza di banda; se si usano resistenze di ingresso molto basse, però, occorre limitare il segnale di ingresso per evitare di superare la corrente di ingresso massima ammessa che è di 10 mA. Nell'LM3900 le resistenze esterne utilizzate potevano avere un valore massimo superiore a 20 MΩ, nell'LM359, invece, il valore massimo delle resistenze esterne utilizzate (R_{in}, R_b, R_f, ecc.) è inferiore e dipende anche dalla corrente di programmazione I_{set}. Da alcune prove pratiche effettuate con tra diversi valori di I_{set} ho ricavato i seguenti valori massimi di resistenza:

I_{set}	R_{max}
10 μA	2.2 MΩ
100 μA	500 kΩ
500 μA	100 kΩ

* Lo sbilanciamento delle correnti di ingresso, o Input Bias Current (I_B), dell'LM359 è di 15 μA.

* La larghezza di banda e lo Slew Rate dell'LM359 variano a seconda del valore di I_{set}, una I_{set} elevata corrisponde ad un'elevata velocità e viceversa.

Con I_{set} di circa 0.5 mA, R_{in} di 50-200 Ω e senza condensatori di compensazione, lo Slew Rate è di 50 V/μs ed il prodotto Guadagno/Larghezza di banda è di 300 MHz per guadagni da 10 a 100 volte (questo vuol dire che un'amplificatore con un guadagno di 10 volte può amplificare segnali di 30 MHz). Riducendo I_{set} alla metà (250 μA) lo Slew Rate scende a 25 V/μs. Con una I_{set} doppia, invece, (1 mA), lo Slew Rate sale a circa 80 V/μs, questo sempre senza condensatori di compensazione e con bassi valori di R_{in}.

* Compensazione. I CDA dell'LM359 sono compensati internamente per guadagni superiori a 10 volte. Negli amplificatori con guadagni INFERIORI a 10 volte, nei filtri attivi e in altre applicazioni, occorre collegare ai piedini 3 e/o 13 dell'integrato (fig. 1-50) dei condensatori di compensazione (C_c). Tali condensatori di compensazione, però, riducono lo Slew Rate e la larghezza di banda. Lo Slew Rate che, con una I_{set} di 0.5 mA e senza C_c è di 50 V/μs, scende a 25 V/μs con C_c di 10 pF ed a 20 V/μs con C_c di 20 pF. La larghezza di banda a guadagno unitario è di 20 MHz con C_c di 20 pF ed R_{in} di 1 k Ω. Nel paragrafo A72 del capitolo 2 si vedrà in quali occasioni occorre utilizzare condensatori di compensazione ed eventualmente di quale valore. Se ai piedini 3 e 13 non vengono collegati condensatori di compensazione, devono essere lasciati APERTI.

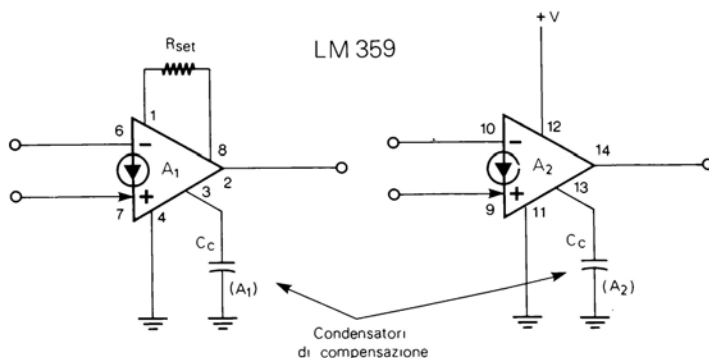



Figura 1-50

* Tutti i valori di Slew Rate indicati sono approssimativi e ricavati sperimentalmente con tensione di alimentazione (+V) di 12 V e con R_{set} di 22 k Ω (I_{set} di ~ 0.5 mA), di 10 k Ω (I_{set} di ~ 1 mA) e di 39 k Ω (I_{set} di ~ 250 μA).

* Le caratteristiche dell'LM359 sono riassunte nella tabella 1-3.

Tabella 1-3 **Caratteristiche dell'LM359 (con T_A=25 °C)**		
Parametro		**Condizioni**
Tensione di alimentazione (+V)	+5/25 V max	
Assorbimento di corrente	~20 mA	senza carico di uscita
Guadagno Open Loop (A_{vo})	~72 dB (4000 volte)	con: +V = 12 V, R_L= 1 KΩ, f = 100 Hz
Minima tensione di uscita (V_o min)	4 mV	vedere fig. 1-45
Massima tensione di uscita (V_o max)	(+V) − 1.5 V (~10.5 V con +V = 12 V)	vedere fig. 1-45
Corrente di uscita positiva (I_{source})	40-50 mA	vedere fig. 1-46
Corrente di uscita verso massa (I_{sink})	3 mA	con: +V = 12 V, I_{in-} = 100 µA, I_{in+} = 0, I_{set} ≅ 0.5 mA, R_L = 3.9 KΩ, V_o ad 1 V (vedere fig. 1-47)
Minima tensione di ingresso (V_{BE})	~0.7 V	vedere fig. 1-48
Massima corrente di ingresso (I_{in+} o I_{in-})	10 mA max	
Massima corrente di programmazione (I_{set})	2 mA max	
Input Bias Current (I_B)	15 µA	
Larghezza di banda a guadagno unitario	30 MHz	con: I_{set} ≅ 0.5 mA, R_{in} = 1 KΩ C_c = 20 pF
Prodotto Guadagno/Larghezza di banda per guadagni da 10 a 100	300 MHz	con: I_{set} ≅ 0.5 mA, R_{in} = 50−200Ω C_c = 0
Slew Rate a guadagno unitario	~20 V/µs	con: I_{set} ≅ 0.5 mA, R_{in} = 1 KΩ C_c = 10 pF
Slew Rate per guadagni da 10 a 100	~50 V/µs ~80 V/µs ~25 V/µs	I_{set} ≅ 0.5 mA I_{set} ≅ 1 mA I_{set} ≅ 250 µA } R_{in} < 200Ω, C_c = 0

CAPITOLO 2

CIRCUITI FONDAMENTALI E APPLICATIVI

I CDA hanno dei circuiti fondamentali differenti dai circuiti con gli op amp.

Questo capitolo offre una panoramica di schemi con tutte le indicazioni utili per utilizzare i CDA nelle molte possibili applicazioni pratiche.

I circuiti sono basati sull'LM3900 e richiedono tutti un'alimentazione SINGOLA di 4/36 V. Si possono utilizzare anche altri CDA diversi dall'LM3900 tenendo conto delle differenti caratteristiche (massima tensione di alimentazione, ecc.) rispetto a quest'ultimo. Per semplicità in nessuno dei circuiti vengono indicati i piedini relativi ai vari CDA per cui occorre fare riferimento alla fig. 1-21 (cap. 1); naturalmente in tutti i circuiti occorre collegare il piedino 14 al positivo dell'alimentazione e il piedino 7 alla massa.

Per tutte le caratteristiche tecniche, le indicazioni e soprattutto i limiti da non superare, occorre fare riferimento alla parte finale del primo capitolo (caratteristiche tecniche dei CDA: LM3900, ecc.). In molti circuiti (amplificatori, comparatori, oscillatori, ecc.) occorre tenere presente che le caratteristiche reali potranno differire da quelle calcolate con le formule a causa della tolleranza delle resistenze e dei condensatori usati; è bene, comunque, usare, specie per le resistenze, valori al 5%.

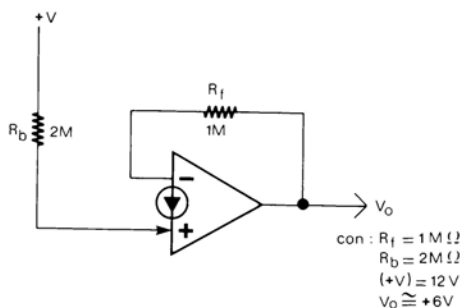



Figura 2-1

(1) POLARIZZAZIONE

Come già visto nel primo capitolo indichiamo di nuovo il circuito di polarizzazione per i CDA e la formula per stabilire la tensione di uscita a riposo V_o. Il circuito è in fig. 2-1. Per calcolare la tensione V_o occorre utilizzare la formula seguente:

$$V_o = \frac{R_f}{R_b} \cdot (+V) \qquad (2\text{-}1)$$

Nell'uso pratico con: $R_b = 2 \cdot R_f$ la tensione V_o è uguale a $V+/2$, vale a dire a circa metà della tensione di alimentazione. La tensione a riposo V_o è proporzionale alla tensione di alimentazione V+. Con i valori indicati in fig. 2-1 V_o è uguale a +6 V. Se per V+ si usasse una tensione di 20 V o di 8 V invece che di 12 V, V_o sarebbe sempre la metà di V+ (nei due casi citati sarebbe rispettivamente di 10 V e di 4 V circa).

(2) AMPLIFICATORE C.A. INVERTENTE

La fig. 2-2 mostra il circuito dell'amplificatore c.a. invertente. Con i valori indicati il guadagno A_v è di 20 dB (10 volte). La formula per calcolare il guadagno è la seguente:

$$A_v = -\frac{R_f}{R_{in}} \tag{2-2}$$

il segno - indica che l'amplificatore è di tipo invertente. Come si vede dalla formula l'amplificazione dipende dal valore delle resistenze R_{in} e R_f. In pratica per progettare questo amplificatore occorre prima stabilire il valore di R_{in} e R_f in base all'amplificazione richiesta; quindi si dovrà usare per R_b una resistenza di valore circa doppio di R_f. Con R_b uguale a due volte R_f, la tensione di uscita a riposo è circa la metà della tensione di alimentazione (+V).

La massima amplificazione possibile con questo circuito è di 60-70 dB (1000-3000 volte) che corrisponde al guadagno Open Loop di un CDA. L'impedenza d'ingresso ha lo stesso valore di R_{in} (nel caso di fig. 2-2 è di 100 kΩ).

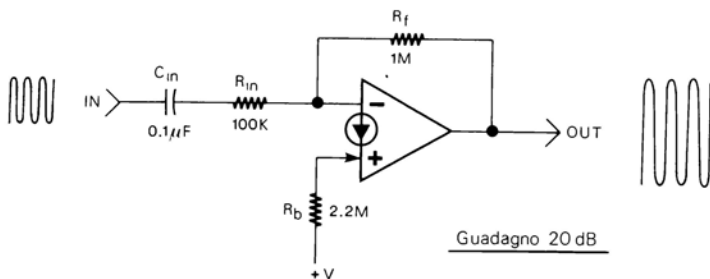



Figura 2-2

(3) FREQUENZA DI TAGLIO INFERIORE

Nell'amplificatore c.a. di fig. 2-2 il condensatore C_{in} e la resistenza R_{in} si comportano come un filtro Passa Alto con bassa frequenza di taglio. Questo vuol dire che l'amplificatore di fig. 2-2, che ha un guadagno di 20 dB (10 volte) vedrà ridursi questo guadagno di un quarto, della metà o più se il segnale d'ingresso avrà una frequenza bassa. La seguente formula serve per calcolare, in base a C_{in} e R_{in}, a quale

frequenza (f_{CL}) l'amplificazione scenderà di -3 dB (vale a dire al 70% dell'amplificazione stabilita con R_{in} e R_f):

$$f_{cL}(-3\ dB) = \frac{1}{6.28 \cdot C_{in} \cdot R_{in}} \qquad (2\text{-}3)$$

Nell'amplificatore di fig. 2-2 R_{in} (100 k) e R_f (1 M) stabiliscono un'amplificazione di 10 volte, ma questo è valido per esempio a 1 kHz ma non alle basse frequenze. Come si vede in fig. 2-3, l'amplificatore ha un guadagno di 20 dB a 200 Hz. Con un segnale d'ingresso di 50 Hz l'amplificazione comincia a diminuire. Con un segnale d'ingresso di 15.9 Hz l'amplificazione si riduce al 70% circa (-3 dB). Con 9 Hz, addirittura, il circuito di fig. 2-2 ha un'amplificazione di solo 5 volte (14 dB), altri 3 dB in meno. Tutto questo è dovuto al condensatore C_{in}. Come già detto la formula serve per calcolare la frequenza f_{CL} (detta frequenza di taglio inferiore) alla quale l'amplificazione si riduce ai sette decimi (-3 dB). Se si vuole un'attenuazione minima alle frequenze basse occorre usare per C_{in} un condensatore di valore elevato, 1 µF, 10 µF o più. Tenere presente che lo stesso principio e la relativa formula vanno applicati anche A TUTTI GLI ALTRI AMPLIFICATORI c.a. (invertenti, non invertenti, differenziali, ecc.) di cui si parlerà più avanti.

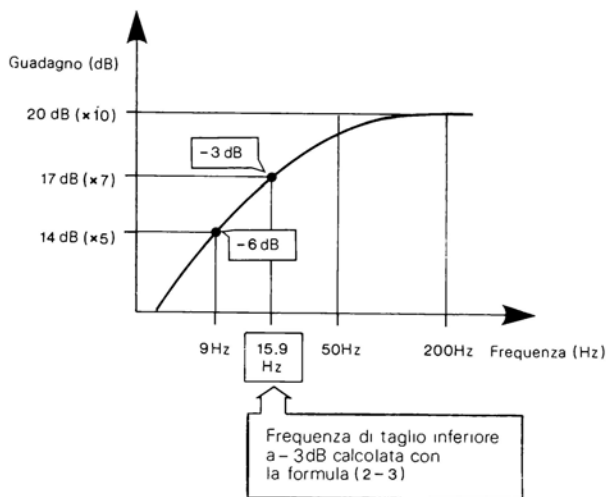



Figura 2-3

(4) AMPLIFICATORE C.A. NON INVERTENTE

L'amplificatore non invertente realizzato con un CDA è visibile in fig. 2-4. In questo circuito R_{in} e C_{in} sono collegati all'ingresso + invece che all'ingresso -. L'amplificazione (A_v) dipende anche in questo caso da rapporto R_f/R_{in} ma occorre aggiungere a R_{in} la resistenza dinamica (r_d) del diodo D1 dello specchio di corrente (vedere fig. 1-6 cap. 1). La resistenza dinamica del diodo (r_d) dipende dal valore della corrente I_b che

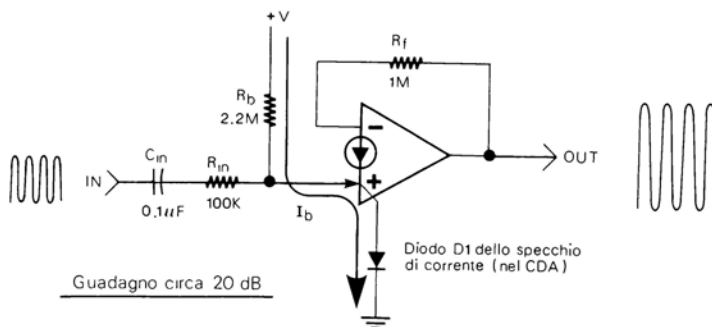



Figura 2-4

entra all'ingresso + attraverso la resistenza di polarizzazione R_b, come è visibile in fig. 2-4. La corrente I_b può essere calcolata con la seguente formula:

$$I_b = \frac{(+V)}{R_b} \tag{2-4}$$

Ottenuta I_b la resistenza dinamica r_d può essere calcolata come segue:

$$r_d = \frac{0.026}{I_b} \tag{2-5}$$

Senza dovere effettuare il calcolo con entrambe le formule, la resistenza r_d può essere ricavata da V+ ed R_b con la seguente formula:

$$r_d = \frac{0.026 \cdot R_b}{(+V)} \tag{2-6}$$

Calcolata r_d il valore dell'amplificazione può essere ricavato dalla seguente formula:

$$A_v = \frac{R_f}{R_{in} + r_d} \tag{2-7}$$

Se la resistenza R_{in} è molto più alta della resistenza dinamica r_d, il valore dell'amplificazione è praticamente uguale a:

$$A_v = \frac{R_f}{R_{in}} \quad (\text{con } R_{in} \gg r_d) \tag{2-8}$$

Per progettare l'amplificatore non invertente occorre scegliere il valore delle resistenze R_{in} e R_f per l'amplificazione richiesta, quindi stabilire per R_b un valore circa doppio di R_f. Se R_{in} ha un basso valore di resistenza occorre tenere conto anche della

resistenza r_d. La fig. 2-5 mostra un'amplificatore non invertente dove la resistenza dinamica r_d ha notevole influenza. La r_d ha un valore di circa 4700 Ω:

$$r_d = \frac{0.0026 \cdot 2200000\Omega}{12\ V} \cong 4700\ \Omega$$

Senza l'influenza di r_d il guadagno dell'amplificatore di fig. 2-5 sarebbe di 180 volte:

$$A_v = \frac{R_f}{R_{in}} = \frac{1000000\,\Omega}{5600\,\Omega} \cong 180$$

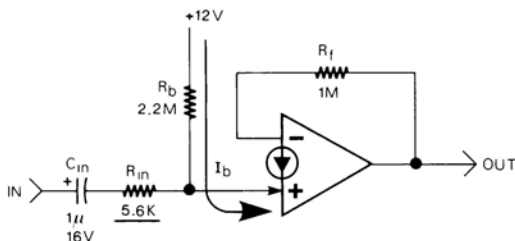



Figura 2-5

A causa, però, di r_d, l'amplificazione si riduce a circa 100 volte, come può essere calcolato usando la formula (2-7):

$$A_v = \frac{R_f}{R_{in} + r_d} = \frac{1000000\,\Omega}{5600 + 4700\ \Omega} \cong 100$$

Come nel caso dell'amplificatore invertente anche qui la tensione di uscita a riposo è circa la metà della tensione di alimentazione +V; l'impedenza d'ingresso, invece, è uguale a $R_{in} + r_d$.

(5) AMPLIFICATORI CON GUADAGNO SUPERIORE A 60 dB

L'amplificazione massima di un singolo CDA è limitata dal guadagno Open Loop (A_{vo}) che non supera i 60-70 dB (1000-3000 volte). Per ottenere un'amplificazione superiore a 60 dB è sufficiente collegare in serie due amplificatori, come è visibile in fig. 2-6. Se ad esempio occorre un'amplificatore da 80 dB (10000 volte) si possono collegare in serie due amplificatori da 40 dB (100 volte). La fig. 2-6 mostra un'amplificatore non invertente seguito da un'amplificatore invertente, ma naturalmente si possono usare due amplificatori non invertenti o due invertenti, così come non è neanche necessario che i due amplificatori abbiano lo stesso guadagno, ma si può realizzare qualsiasi combinazione possibile.

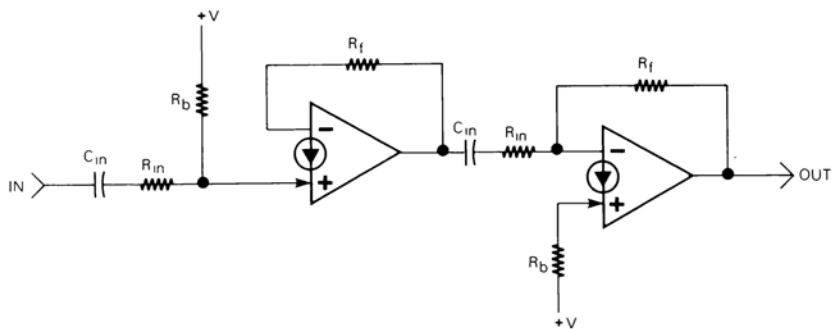



Figura 2-6

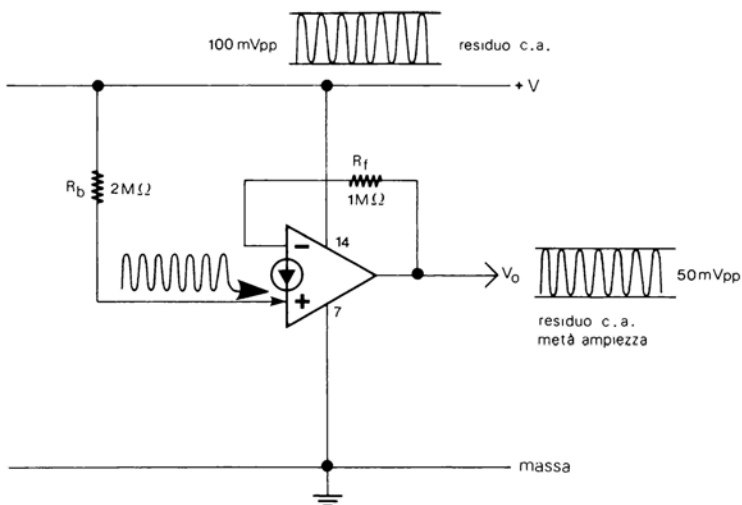



Figura 2-7

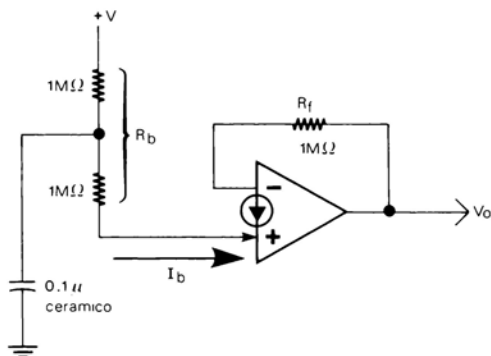



Figura 2-8

⑥ RIDUZIONE DEL RESIDUO C.A. NEGLI AMPLIFICATORI CON CDA

Negli amplificatori sinora presentati, come in altri di cui si parlerà, per stabilire la tensione di uscita a riposo V_o la resistenza di polarizzazione R_b è collegata direttamente alla tensione di alimentazione +V (fig. 2-7). Se, però, la tensione di alimentazione (+V) non è filtrata bene ed ha un residuo di corrente alternata, per esempio di 100 mVpp, tale residuo si ripresenta in uscita ridotto della metà (50 mVpp) e sovrapposto alla tensione a riposo V_o. Per ridurre di molto in uscita tale residuo c.a. si può adottare il circuito di fig. 2-8. La resistenza R_b da 2 MΩ è stata suddivisa in due resistenze da 1 MΩ in serie, e tra le due resistenze e massa è stato collegato un condensatore ceramico da 0.1 µF che filtra la corrente (I_b) che entra nell'ingresso +.

Se si usano molti amplificatori il circuito di fig. 2-8 non è conveniente perchè richiede due resistenze ed un condensatore per ogni amplificatore. Si può perciò, adottare il circuito di fig. 2-9 che fornisce una tensione filtrata (V_{ref}) per polarizzare tutti gli amplificatori. Con $R_t = R_s$ (fig. 2-9) V_{ref} è uguale alla metà della tensione di alimentazione, la resistenza R_b, perciò, deve essere ridotta alla metà. Alla tensione V_{ref} possono essere collegate le R_b di altri amplificatori (R_b', R_b'', R_b''', ecc.) come si vede in fig. 2-9; anche queste Rb devono essere la metà di quanto calcolato usando

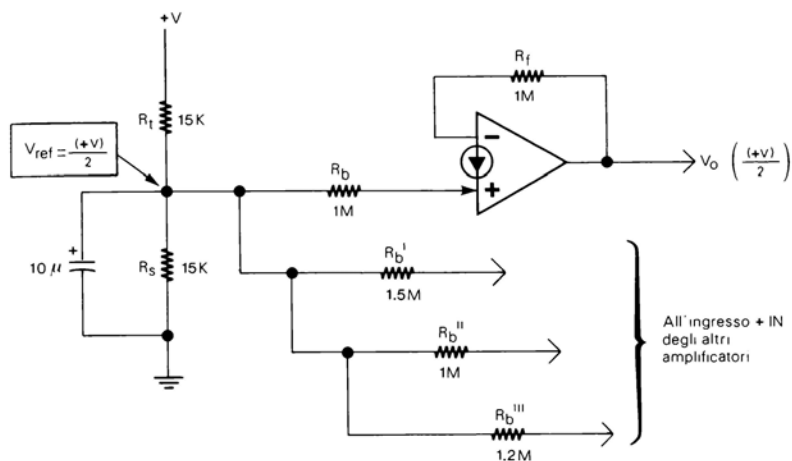



Figura 2-9

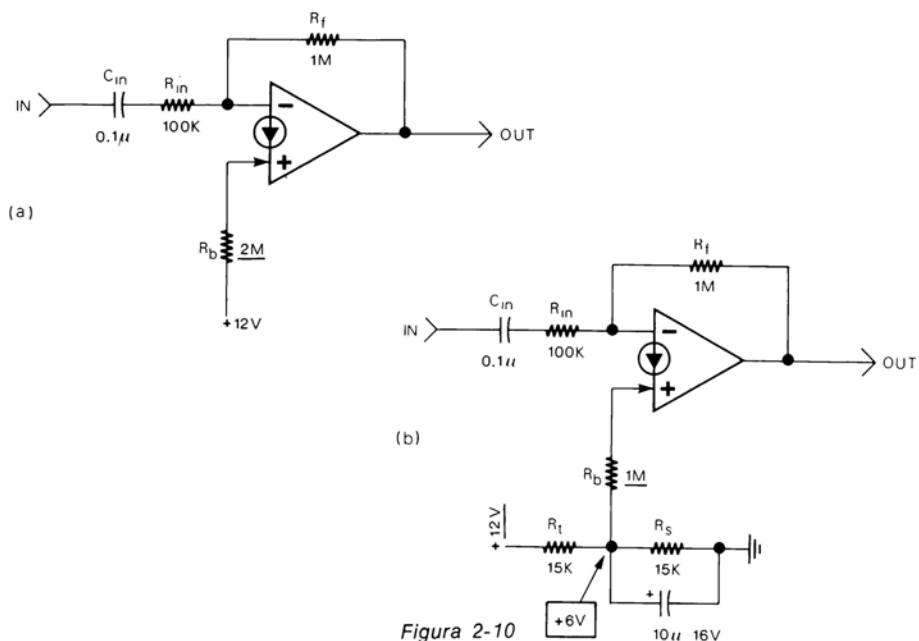
+V come riferimento. In pratica per avere una tensione di uscita a riposo della metà di +V in tutti gli amplificatori R_b deve essere uguale a R_f. Per chiarire tutto quanto detto si può osservare la fig. 2-10a che mostra un'amplificatore invertente e la fig. 2-10b che mostra lo stesso amplificatore invertente ma con il nuovo sistema di polarizzazione ed R_b di 1 MΩ invece che 2 MΩ. Lo stesso principio ora spiegato si applica agli amplificatori non invertenti, agli amplificatori differenziali, ai filtri attivi con CDA, ecc.

(a)

R_f 1M, C_{in} 0.1μ, R_{in} 100K, IN, OUT, R_b 2M, +12V

(b)

R_f 1M, C_{in} 0.1μ, R_{in} 100K, IN, OUT, R_b 1M, +12V, R_t 15K, R_s 15K, +6V, 10μ 16V

Figura 2-10

⑦ POLARIZZAZIONE CON V_{BE}

Come già detto all'inizio del primo capitolo un CDA può essere usato come amplificatore anche utilizzando la sola entrata invertente (-IN). Il primo passo per realizzare detto amplificatore è di disporre di un circuito di polarizzazione che permetta di stabilire la tensione di uscita a riposo senza utilizzare l'ingresso +. Il nuovo circuito di polarizzazione è in fig. 2-11. Innanzitutto, come si vede, l'ingresso + viene escluso collegandolo a massa.

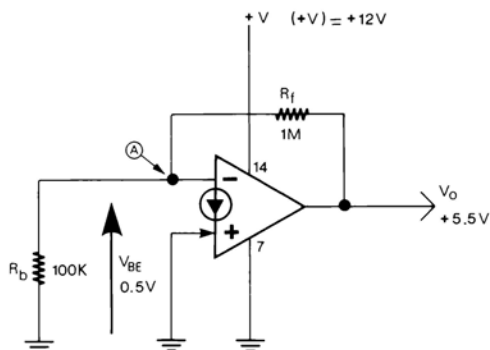



Figura 2-11

Poichè l'ingresso - inizia con un transistore, l'amplificatore funziona con una tensione minima di ingresso di 0.5 V, tensione detta V_{BE}. Nel circuito di fig. 2-11 la tensione di uscita a riposo V_o dipende dal rapporto tra R_f ed R_b.

Con i valori indicati (R_f = 1 MΩ, R_b = 100 kΩ) la tensione di uscita a riposo si stabilizza a circa 5.5 V secondo la formula:

$$V_o = V_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_b}\right) \text{ [dove } V_{BE} \cong 0.5\,V\text{]} \qquad (2\text{-}9)$$

La tensione di uscita a riposo non è influenzata dalla tensione di alimentazione +V. Questo vuol dire che nel circuito di fig. 2-11 con +V uguale a 12 V o a 25 V o da 9 V, V_o è sempre uguale a 5.5 V. Il vantaggio è che la tensione di uscita a riposo non viene influenzata da residui di corrente alternata eventualmente presente nella tensione di alimentazione (+V). La tensione di uscita a riposo V_o va calcolata con un valore circa la metà di +V. È bene esaminare perchè la tensione di uscita si stabilizza a 5.5 V. Per avere in uscita una tensione stabile occorre che la tensione al punto A (ingresso -) sia all'incirca uguale a V_{BE} (0.5 V), nè di più nè di meno. Il partitore resistivo formato da R_f ed R_b, con i valori indicati in fig. 2-11, presenta al punto A una tensione di 0.5 V solo quando la tensione di uscita è di 11 volte V_{BE}, appunto 5.5 V.

Per questa ragione questo circuito di polarizzazione è anche detto a «moltiplicazione di V_{BE}». Con differenti valori di R_f ed R_b si possono ottenere differenti tensioni di uscita.

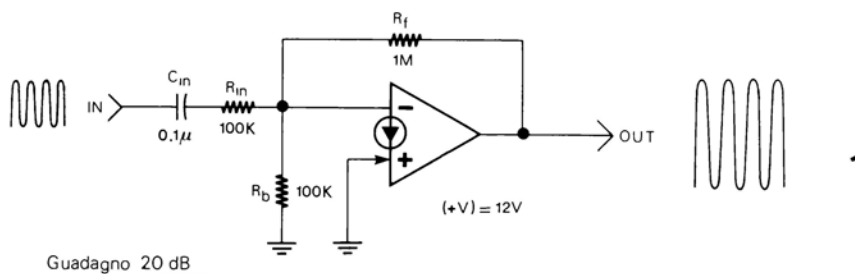



Figura 2-12

(8) AMPLIFICATORE C.A. INVERTENTE CON POLARIZZAZIONE V_{BE}

Aggiungendo una resistenza ed un condensatore di ingresso (C_{in} e R_{in}) può essere realizzato un'amplificatore c.a. invertente che usa la polarizzazione con V_{BE}. Il circuito è in fig. 2-12. Anche in questo amplificatore il guadagno dipende dal rapporto R_f/R_{in} secondo la formula:

$$A_v = -\frac{R_f}{R_{in}} \qquad (2\text{-}10)$$

Per progettare l'amplificatore si scelgono prima R_f e R_{in} quindi si calcola il valore della resistenza R_b con la seguente formula:

$$R_b = \frac{R_f}{\dfrac{V_o}{V_{BE}} - 1} \qquad (2\text{-}11)$$

dove V_{BE} è uguale a 0.5 V e V_o è la tensione di uscita a riposo, che può essere stabilita a circa la metà della tensione di alimentazione.

(9) AMPLIFICATORE C.A. INVERTENTE CON TENSIONE DI POLARIZZAZIONE NEGATIVA

Gli amplificatori già presentati vanno bene per qualsiasi caso, comunque, se si dispone di un'alimentazione positiva +V e di una negativa -V si può adottare anche un altro tipo di polarizzazione che usa, appunto, una tensione negativa. Il circuito relativo è visibile in fig. 2-13. Con i valori indicati il guadagno è di circa 20 dB, mentre la tensione di uscita a riposo V_o è circa la metà di +V. Il guadagno va calcolato con la formula (2-10), V_o, invece, può essere calcolato con la formula:

$$V_o = -\frac{R_f}{R_b} \cdot (-V) \qquad (2\text{-}12)$$

Sostituendo i valori di fig. 2-13 in questa formula si ottiene, appunto, la tensione V_o che è di +6 V:

$$V_o = -\frac{1\,M\Omega}{1.5\,M\Omega} \cdot (-9\,V) \cong +6\,V$$

Stabilito V_o e disponendo del valore di R_f e della tensione -V, R_b può essere direttamente calcolata con la formula:

$$R_b = \frac{(-V) \cdot R_f}{V_o} \qquad (2\text{-}13)$$

Fare attenzione che solo la resistenza R_b va collegata alla tensione negativa; l'ingresso + e il piedino 7 dell'integrato vanno collegati a massa, come è visibile, appunto, in fig. 2-13. Naturalmente la tensione di uscita non scenderà sotto i 0 V.

(10) ATTENUATORE C.A. ATTIVO

Se nell'amplificatore invertente di fig. 2-2, nell'amplificatore non invertente di fig. 2-4 o negli altri tipi di amplificatori, la resistenza d'ingresso R_{in} è maggiore della resistenza di controreazione R_f, si ha invece di un amplificatore un attenuatore attivo. La fig. 2-14 mostra un'attenuatore non invertente e la fig. 2-15 un'attenuatore invertente, entrambi con un'attenuazione di circa 20 volte (-26 dB). Questo vuol dire che il segnale di uscita ha un'ampiezza di circa un ventesimo rispetto al segnale d'ingres-

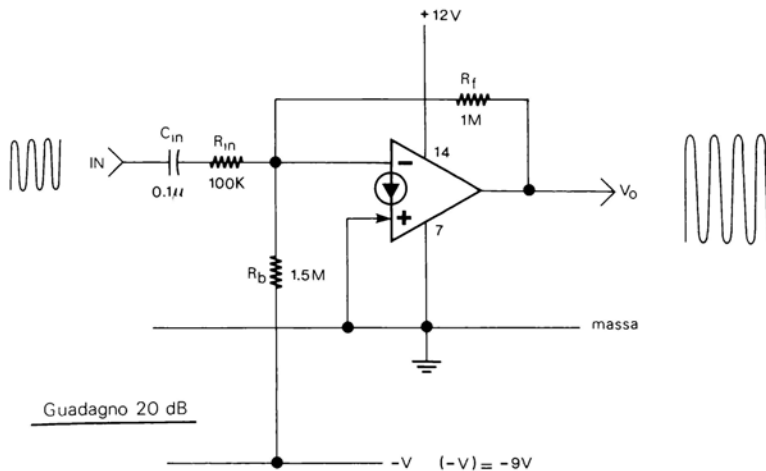



Figura 2-13

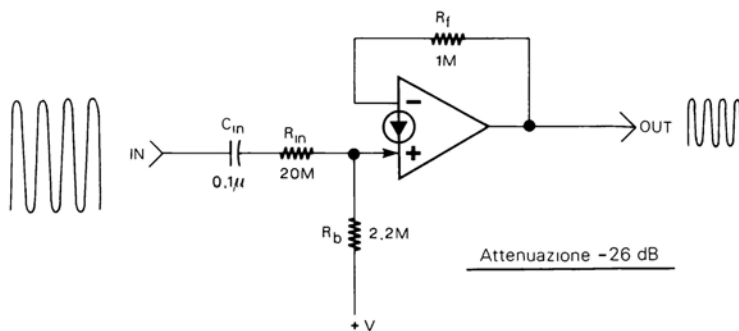



Figura 2-14

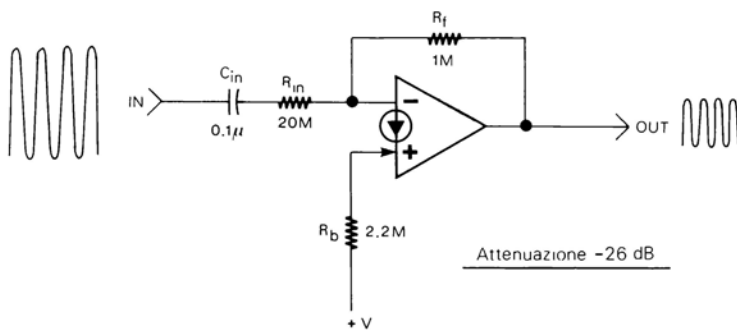



Figura 2-15

so. La resistenza di polarizżazione R_b può essere calcolata con la formula (2-1). Per sapere di quanto sarà l'attenuazione dei due circuiti si può usare la formula:

$$A_{tt} = \frac{R_{in}}{R_f} \qquad (2\text{-}14)$$

Il circuito può essere utilizzato quando occorre un'alta impedenza di ingresso o si vuole attenuare un segnale di ampiezza elevata.

(11) AMPLIFICATORE DIFFERENZIALE C.A.

L'amplificatore differenziale dispone di due entrate, una invertente ed una non invertente. Il segnale di uscita dipende dalla differenza tra i due segnali ai due ingressi moltiplicata per l'amplificazione. La fig. 2-16 mostra un'amplificatore differenziale c.a. La tensione di uscita a riposo si stabilisce nel modo solito con R_f ed R_b. Il guadagno A_v, con R_{in+} uguale a R_{in-}, dipende come negli amplificatori precedenti dal rapporto tra R_f ed R_{in}, secondo la formula

$$A_V = \frac{R_f}{R_{in}} \qquad \text{con: } R_{in+} = R_{in-},\quad R_{in+} \gg r_d \qquad (2\text{-}15)$$

Nella formula R_{in} rappresenta R_{in+} o R_{in-}. Con i valori indicati in fig. 2-16 l'amplificatore differenziale ha un guadagno di 6 dB (2 volte). L'impedenza d'ingresso differenziale è uguale a R_{in+} più R_{in-}. Naturalmente la resistenza dinamica r_d del diodo presente all'ingresso +, ha anche qui la sua influenza come si è visto a proposito degli amplificatori non invertenti. Di conseguenza la formula (2-15) è valida con R_{in+} di valore molto superiore alla resistenza dinamica r_d. La particolarità dell'amplificatore differenziale è quella di eliminare in uscita i segnali uguali che si presentano contemporaneamente ai due ingressi (segnali in modo comune). Per sfruttare al massimo questa particolarità dell'amplificatore differenziale, si può sostituire una delle due re

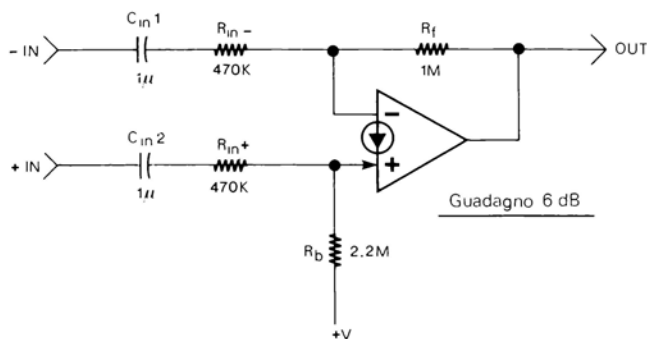



Figura 2-16

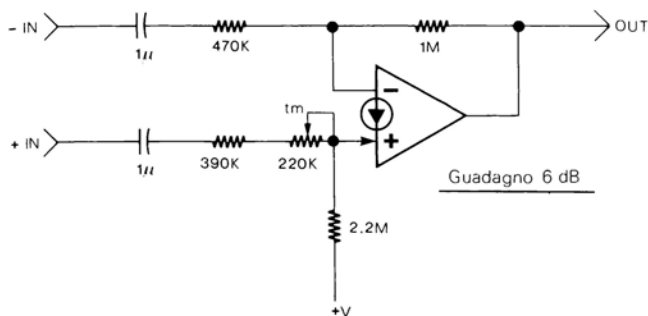



Figura 2-17

sistenze di ingresso con una resistenza ed un trimmer t_m (fig. 2-17). Per regolare il trimmer occorre collegare i due ingressi (-IN e +IN) ad un segnale sinusoidale, per esempio di 2-3 Vpp, quindi ruotare t_m in modo da ottenere in uscita (vista sull'oscilloscopio), l'ampiezza minima possibile. La fig. 2-18 mostra un'amplificatore differenziale in un circuito pratico tratto da una rivista tecnica. In questo circuito l'amplificatore differenziale è utilizzato per amplificare il segnale proveniente da un microfono a bassa impedenza. Per ridurre al minimo il ronzio occorre usare un cavo schermato a due conduttori con calza collegata a massa. I due condensatori di entrata C_{in} 1 e C_{in} 2 possono essere eliminati se non vi è tensione continua tra i terminali, come appunto nel caso del microfono.

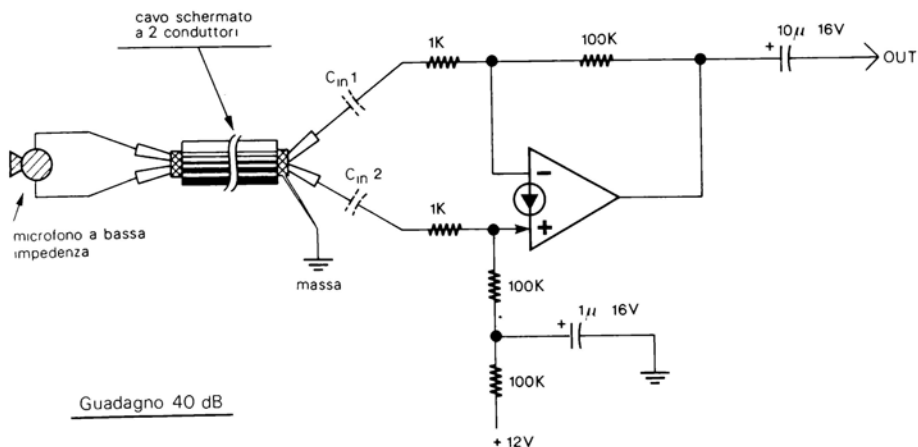



Figura 2-18

⑫ AMPLIFICATORI DIFFERENZIALI C.C.

Si può disporre anche di un'amplificatore differenziale in corrente continua invece che in corrente alternata togliendo al circuito di fig. 2-16 i condensatori di entrata. La fig. 2-19 mostra un esempio di tale circuito. Naturalmente questo circuito può essere utilizzato solo con tensioni positive e superiori a 0.5 V (questo a causa di V_{BE}). La tensione di uscita è uguale alla differenza tra le tensioni di ingresso (V_{in+} e V_{in-}) per l'amplificazione che dipende dal rapporto R_f/R_{in}. Nel caso del circuito di fig. 2-19 l'amplificatore ha un guadagno di 0 dB (×1). Questo vuol dire che la differenza tra le tensioni di ingresso non viene nè amplificata nè attenuata. Con un guadagno di 0 dB la tensione di uscita differenziale V_{o-diff} è uguale a:

$$V_{o-diff.} \cong V_o + (V_{in+}) - (V_{in-}) \qquad \text{con: } R_{in+} = R_{in-},\ R_{in+} \gg r_d \qquad (2\text{-}16)$$

dove V_o è la tensione di uscita a riposo.

Il trimmer da 470 k nel circuito di fig. 2-19 serve per la regolazione accurata della tensione di uscita a riposo; questa può essere stabilita in circa 10 V. In mancanza di tensione agli ingressi la tensione differenziale di uscita (V_{o-diff}) è uguale a V_o (10 V).

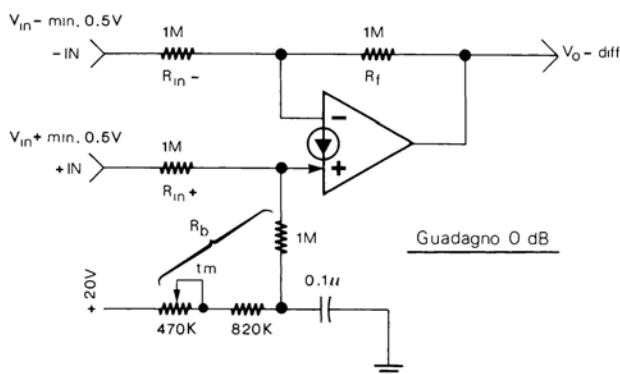



Figura 2-19

Con una tensione per esempio di 12 V all'ingresso non invertente (+IN) è una tensione per esempio di 4 V, all'altro ingresso la tensione differenziale di uscita sarà di 18 V (quindi superiore a V_o):

$$V_{o-diff} \cong V_o + (V_{in+}) - (V_{in-}) = 10V + 12V - 4V \cong 18V$$

Se invece la tensione all'ingresso invertente (-IN), per esempio di 9 V, è maggiore della tensione all'altro ingresso, per esempio 5 V, la tensione differenziale di uscita sarà di 6 V (quindi inferiore a V_o):

$$V_{o-diff} \cong V_o + (V_{in+}) - (V_{in-}) = 10V + 5V - 9V \cong 6V$$

Se si realizza un'amplificatore differenziale c.c. come quello di fig. 2-19 ma con un'amplificazione per esempio di 6 dB (2 volte), nel calcolare la tensione differenziale di uscita occorre tenere conto anche dell'amplificazione.

L'amplificatore differenziale c.c. di fig. 2-20 ha, appunto, un guadagno di 6 dB. La tensione a riposo V_o può essere regolata a metà di + V con il trimmer t_m. Per calcolare la tensione di uscita differenziale $V_{o\text{-}diff}$ occorre usare la formula

$$V_{o-diff} \cong V_o + [\,(V_{in+}) \cdot (\frac{R_f}{R_{in+}})\,] - [\,(V_{in-}) \cdot (\frac{R_f}{R_{in-}})\,] \qquad (2\text{-}17)$$

$$\text{con: } R_{in} \gg r_d$$

Con $V_{in+} = 3$ V e $V_{in-} = 5$ V $V_{o\text{-}diff}$ sarà di 6 V:

$$V_{o-diff} \cong 10V + [\,3V \cdot (\frac{1M}{0.47M})\,] - [\,5V \cdot (\frac{1M}{0.47M})\,] \cong 6V$$

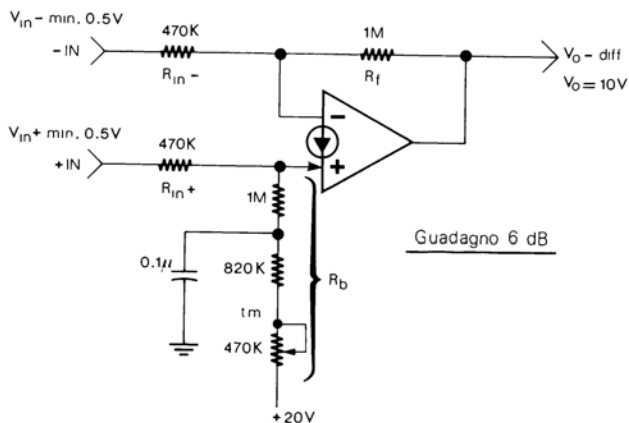



Figura 2-20

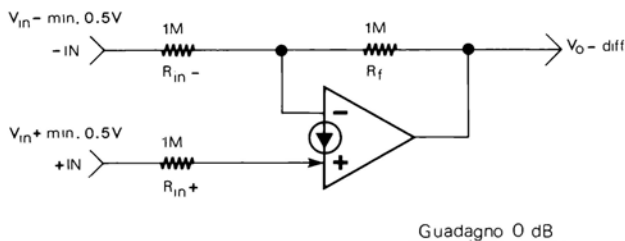



Figura 2-21

I due amplificatori differenziali c.c. già esposti (fig. 2-19 e fig. 2-20) hanno una tensione di uscita a riposo (V_o) stabilita da R_b ed R_f e in mancanza di tensione agli ingressi la $V_{o\text{-}diff}$ è uguale a V_o (generalmente stabilita alla metà di +V). Senza la resistenza R_b come nel circuito di fig. 2-21 $V_{o\text{-}diff}$ dipende solo dalle tensioni di ingresso, V_{in+} e V_{in-}, e può essere calcolata con la formula:

$$V_{o\text{-}diff} \cong (V_{in+}) - (V_{in-}) \qquad (2\text{-}18)$$

con: $(V_{in+}) > (V_{in-}) \qquad R_{in+} >> r_d$

Anche in questo caso se il circuito ha un'amplificazione superiore a 0 dB come per esempio in fig. 2-22, se ne dovrà tenere conto e la $V_{o\text{-}diff}$ andrà calcolata con la formula:

$$V_{o\ diff} \cong [(V_{in+}) \cdot (\frac{R_f}{R_{in+}})] - [(V_{in-}) \cdot (\frac{R_f}{R_{in-}})] \qquad (2\text{-}19)$$

con: $(V_{in+}) > (V_{in-}) \qquad R_{in+} \gg r_d$

Nei circuiti di fig. 2-19 e fig. 2-20 la tensione V_{in-} può essere anche superiore alla tensione V_{in+}. Nei circuiti di fig. 2-21 e fig. 2-22, invece, V_{in+} deve essere sempre maggiore di V_{in-}. Si ricorda ancora che tutti e quattro i circuiti possono ricevere in ingresso SOLO TENSIONI POSITIVE di almeno 0.5 V e che, con la resistenza di ingresso R_{in+} di valore basso, occorre tenere conto della resistenza dinamica r_d. Infine, la precisione della tensione differenziale di uscita $V_{o\text{-}diff}$ calcolata con le varie formule dipende dalla precisione delle resistenze usate che è preferibile sia di almeno il 5% e in applicazione di precisione anche l'1-2%.

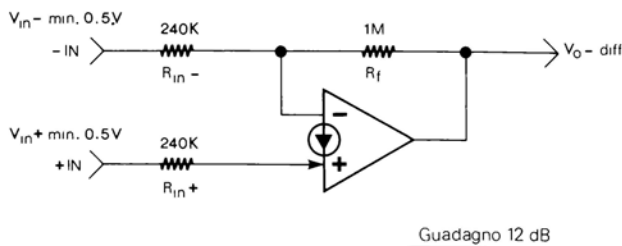



Figura 2-22

(13) AMPLIFICATORI C.A. SOMMATORI

L'amplificatore invertente a quattro ingressi di fig. 2-23 fornisce in uscita un segnale equivalente alla somma dei segnali ai vari ingressi moltiplicato per l'amplificazione. L'amplificatore sommatore (che non è altro che un miscelatore), può essere rea-

lizzato con un numero qualsiasi di ingressi. Il guadagno di ciascun canale dipenderà dal rapporto tra R_f e la R_{in} relativa.

Il guadagno per esempio dell'ingresso $-IN_c$ sarà uguale a:

$$A_{VC} = \frac{R_f}{R_{in}c}$$

Si può disporre anche di un'amplificatore sommatore c.a. non invertente utilizzando il circuito di fig. 2-24. In questo caso bisogna tenere conto di r_d che dipende dalla corrente I_b.

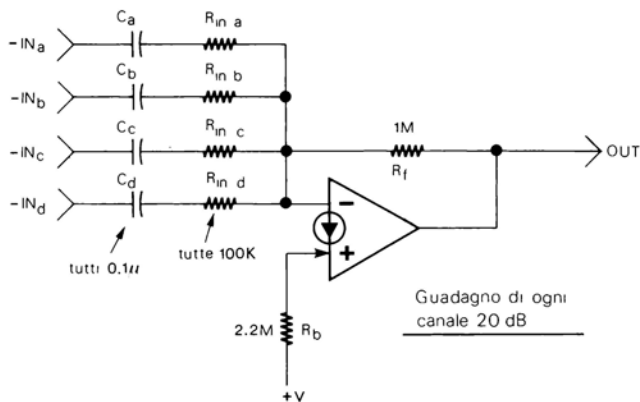



Figura 2-23

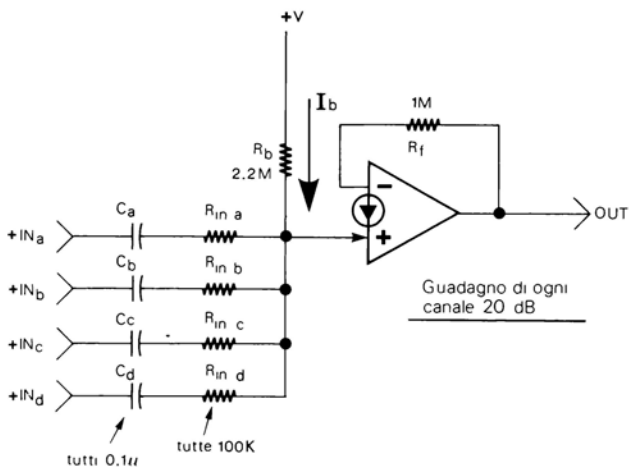



Figura 2-24

(14) AMPLIFICATORI AD ALTO GUADAGNO E ALTA IMPEDENZA

Se si vuole un'amplificatore invertente o non invertente con elevato guadagno (30-40 dB o più) occorre ridurre la resistenza di ingresso R_{in} fino a valori di 10-100 KΩ. In molti casi, però, un'impedenza di ingresso di 10 KΩ è troppo bassa. Si può, allora, utilizzare l'amplificatore c.a. invertente di fig. 2-25 che, grazie ad un'accorgimento circuitale, combina un'alto guadagno ed un'alta impedenza d'ingresso. In questo circuito il guadagno non dipende più dal rapporto tra R_{in} e R_f, ma tra R_x e R_w (fig. 2-25). In pratica in questo circuito la corrente che passa attraverso R_f non è proporzionale alla tensione di uscita ma alla tensione al punto A. E la tensione al punto A dipende da R_x e R_w che formano un partitore resistivo. Nel circuito di fig. 2-25 l'impedenza d'ingresso è uguale a R_{in} (1 MΩ). La resistenza R_f è uguale a R_{in}. Il guadagno di tale circuito è uguale a:

$$A_V = -\frac{R_x + R_w}{R_w} \qquad (2\text{-}20)$$

con: $R_{in} = R_f$

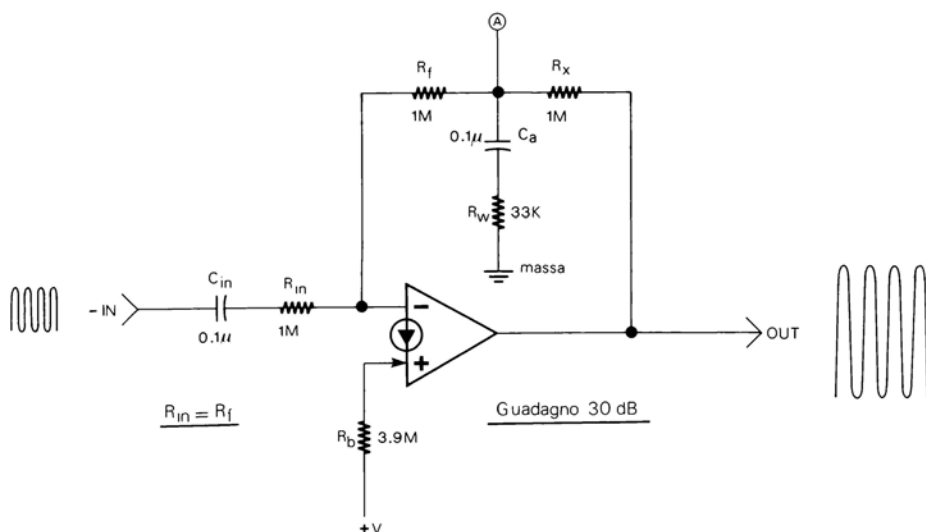



Figura 2-25

Con i valori indicati in fig. 2-25 il guadagno è di circa 30 dB. Se R_{in} e R_f non hanno lo stesso valore, il guadagno va calcolato con la formula:

$$A_V = -\left(\frac{R_f}{R_{in}}\right) \cdot \left(\frac{R_x + R_w}{R_w}\right) \qquad (2\text{-}21)$$

Nell'amplificatore di fig. 2-25 per avere una tensione di uscita a riposo pari a metà

di +V, R_b non deve essere uguale al doppio di R_f (come negli amplificatori precedenti), ma deve essere uguale a 2 volte R_f più R_x:

$$R_b = 2 \cdot (R_f + R_x) \qquad (2\text{-}22)$$

Il condensatore C_a può essere scelto di elevato valore (1 μF o più), ma l'amplificatore sarà più sensibile al ronzio di rete. Se si sceglie, invece, un valore troppo basso (0.01 μF o meno) le frequenze più basse risultano attenuate.

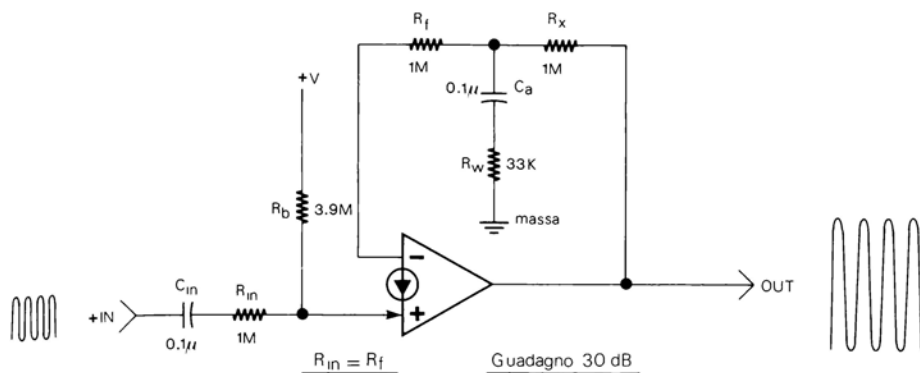



Figura 2-26

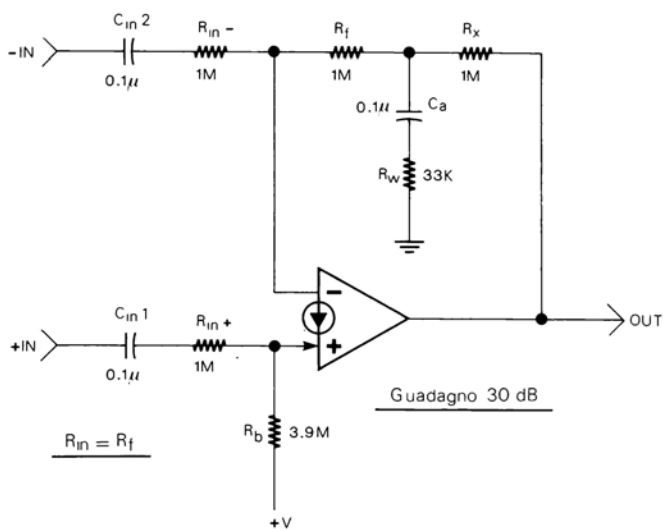



Figura 2-27

Oltre all'amplificatore di fig. 2-25 può essere realizzato nello stesso modo anche un'amplificatore non invertente (fig. 2-26) o un'amplificatore differenziale (fig. 2-27).

(15) AMPLIFICATORE C.A. COMMUTABILE

Il circuito di fig. 2-28 è un'amplificatore che tramite l'interruttore SW permette di commutare il segnale presente all'ingresso. Con SW «on» il segnale d'ingresso passa e viene amplificato; con SW «off» il segnale d'ingresso viene bloccato e in uscita è presente la massima tensione positiva. Il circuito permette di commutare un segnale audio senza dovere inserire interruttori sulla linea dove passa il segnale, quindi senza necessità di cavi schermati, ecc.

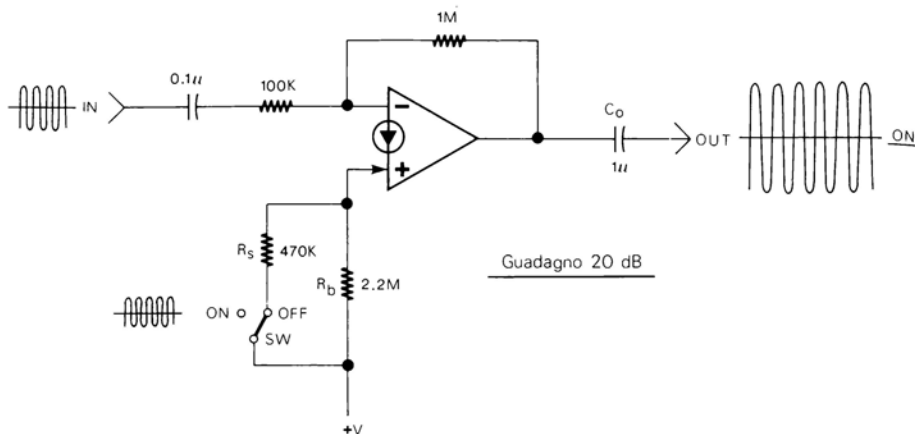



Figura 2-28

Lo schema esposto in fig. 2-28 è un normale amplificatore invertente con l'aggiunta di una resistenza (R_s) e di un'interruttore in parallelo ad R_b. La resistenza R_s ha un valore di un quarto di R_b. Quando l'interruttore è chiuso la resistenza R_s introduce all'ingresso + una corrente che forza l'uscita a rimanere alla massima tensione positiva. In uscita è bene aggiungere un condensatore di separazione C_o che elimina la corrente continua presente con SW «off».

(16) AMPLIFICATORE CONTROLLATO IN TENSIONE (V.C.A.)

Con un CDA e due diodi si può realizzare un'amplificatore controllato in tensione come quello proposto dalla National Semiconductor e che è visibile in fig. 2-29.

Nel circuito di fig. 2-29 una tensione continua all'entrata V_c regola il guadagno dell'amplificatore. Il rapporto tra il guadagno e la tensione V_c è indicato nel grafico di fig. 2-30. Come si vede con una V_c inferiore a 2 V il segnale di ingresso viene praticamente bloccato. Con V_c di circa 6.5 V l'amplificatore ha un guadagno unitario, lo stesso segnale di ingresso, perciò, sarà presente all'uscita. Aumentando ancora V_c (fino a 10-11 V) il guadagno aumenta fino ad un massimo di circa 20 dB (× 10). La tensione V_c, tramite le resistenze R_c e R_m e il diodo D2, fa variare l'impedenza del diodo D1 che di conseguenza fa variare l'amplificazione in proporzione a V_c. Il circuito di fig. 2-29 può funzionare con tensione di alimentazione anche superiore o

VCA

+12V
R_b 1 4.7M
R_b 2 4.7M
R_f
1.2M
14
7
C_{in}
R_{in}
D1
V_{in}
0.1μ
100K
1N4148
D2
1N4148
V_{out}
R_c
V_c
15K
0 → 10V
R_m 1K

Guadagno max 20 dB

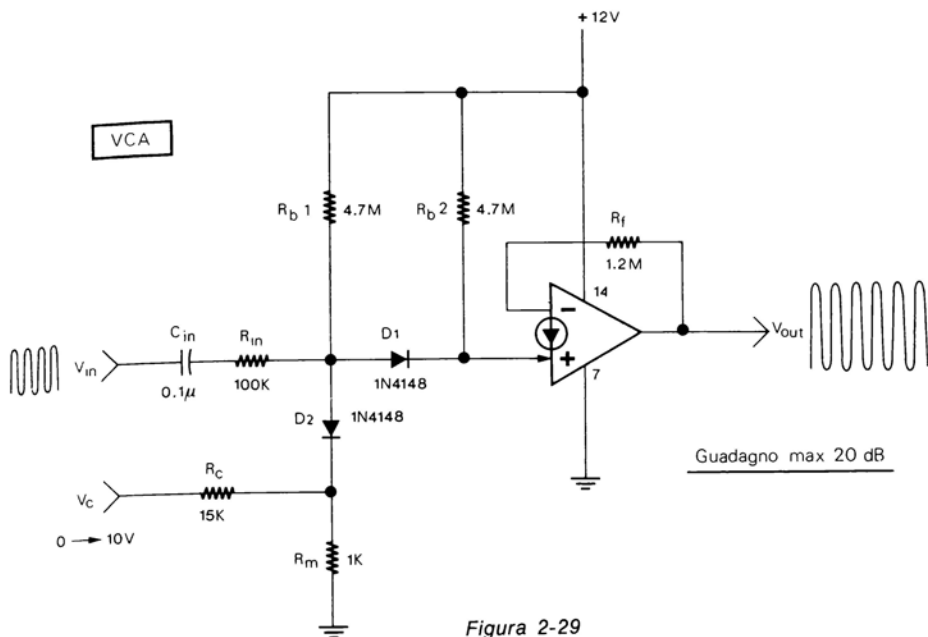
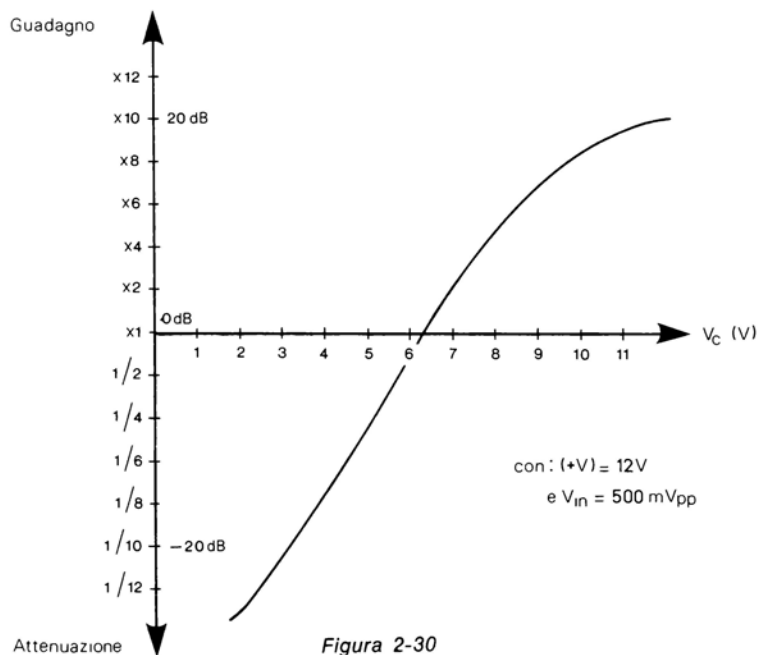



Figura 2-29

Figura 2-30

inferiore a 12 V. Con una tensione di 12 V il massimo segnale di ingresso può essere di circa 600 mVpp. Con un'alimentazione di 24 V il segnale massimo di ingresso sale a circa 1.2 Vpp.

Il guadagno massimo del circuito è intorno ai 20 dB. La tensione di uscita a riposo varia da un quarto a metà di +V a seconda della tensione V_c.

(17) AMPLIFICATORE SEPARATORE C.C. NON INVERTENTE

Il circuito di fig. 2-31 è un'amplificatore separatore con guadagno unitario (0 dB). Il circuito ha un'alta impedenza di ingresso e una bassa impedenza di uscita. La tensione di uscita ha lo stesso valore della tensione di ingresso. La minima tensione di ingresso deve essere di 0.5 V, la massima, invece, può essere uguale al valore della tensione di alimentazione, meno 1 V.

Il circuito può ricevere in ingresso solo tensioni positive. Il trimmer tm serve per regolare con maggiore precisione il rapporto tra tensione di ingresso e di uscita. Per regolarlo si può collegare l'ingresso a qualsiasi tensione che sia almeno i due terzi della tensione di alimentazione. Quindi si può regolare il trimmer in modo da avere la stessa tensione in uscita. Per effettuare questa operazione è preferibile usare un voltometro ad alta impedenza di ingresso.

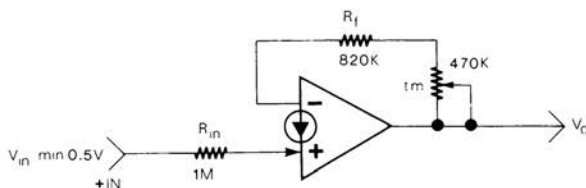



Figura 2-31

(18) AMPLIFICATORE C.C.

Il principale difetto del semplice circuito di fig. 2-31 è che la tensione di ingresso e la tensione di uscita non possono scendere fino a 0 V. Il circuito di fig. 2-32 consente, invece, di superare tale difficoltà. Senza il diodo D1 il CDA non darebbe in uscita una tensione al di sotto di 100 mV; con il diodo questo è possibile ma occorre una resistenza di carico R_L (nel nostro caso di 4.7 KΩ) e inoltre bisogna tenere presente che la massima tensione di uscita sarà ridotta di altri 0.6 V. La tensione di alimentazione può essere anche diversa da 12 V. Diminuendo il valore di R_{in} il circuito ha un'amplificazione che dipende dal rapporto tra R_f ed R_{in}. Il trimmer tm serve per regolare lo sbilanciamento tra i due ingressi e può essere regolato inviando una tensione all'ingresso di 2-300 mV e regolando tm per avere la stessa tensione in uscita.

(19) AMPLIFICATORE C.C. PER TENSIONI DI INGRESSO NEGATIVE

Come si è detto nel primo capitolo, con alcuni accorgimenti, un CDA può essere usato anche con tensioni di ingresso negative. Il circuito di fig. 2-33 utilizzando un par-

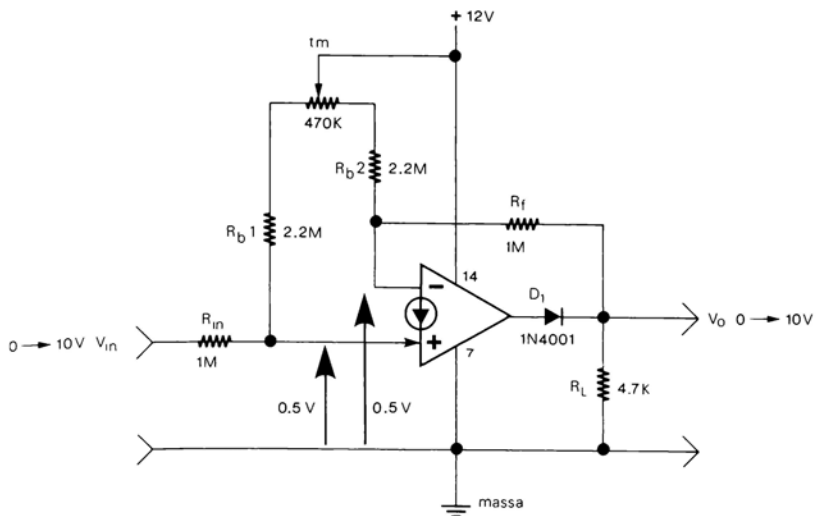



Figura 2-32

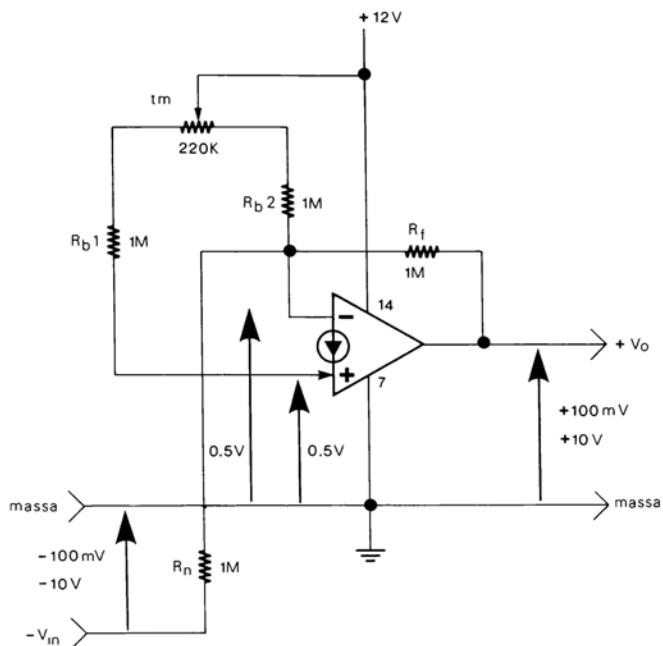



Figura 2-33

titore fra +V e la tensione $-V_{in}$, può ricevere, appunto, una tensione di ingresso negativa da -100 mV a -10 V e dare in uscita la stessa tensione (da 100 mV a 10 mV), ma positiva.

Il rapporto tra $-V_{in}$ e $+V_o$ è visibile nel grafico di fig. 2-34. Se si vuole inviare all'ingresso una tensione ($-V_{in}$) inferiore a -10 V (per esempio -15 V), occorre aumentare la tensione di alimentazione +V in proporzione (in questo caso almeno a 18 V). Il trimmer tm può essere tarato inviando all'ingresso una tensione di -500 mV e regolandolo in modo da ottenere una tensione di +500 mV all'uscita del CDA.

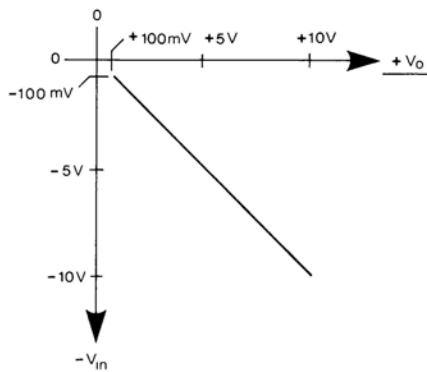



Figura 2-34

(20) AMPLIFICATORI DI POTENZA CON CDA

La corrente di uscita dei CDA è limitata ad alcuni mA. Si possono, però, pilotare potenze più elevate utilizzando in uscita un transistor o un darlington. La fig. 2-35 mo-

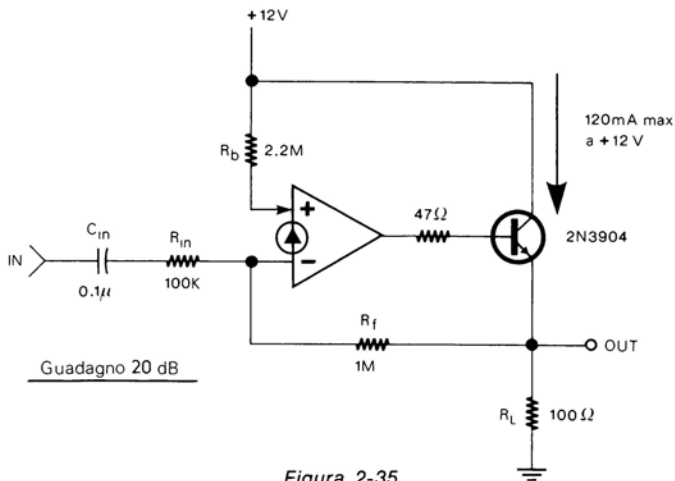



Figura 2-35

stra, appunto, un CDA alimentato a 12 V, che con l'aggiunta di un transistore 2N3904 è in grado di pilotare in modo lineare, carichi anche di 100 Ω o meno. Utilizzando tensioni di alimentazione maggiori di 12 V e transistori con elevata corrente di collettore, si possono pilotare carichi anche maggiori. Se la corrente che attraversa il transistore è molto alta, occorre montarlo su un'apposito dissipatore. Poichè, come si è detto, la corrente di uscita di un CDA è limitata, se il carico richiede correnti superiori a un Ampere, è bene utilizzare un darlington come è visibile in fig. 2-36. Tenere presente che la massima tensione di uscita si riduce di circa 0.6 V, utilizzando un transistore e

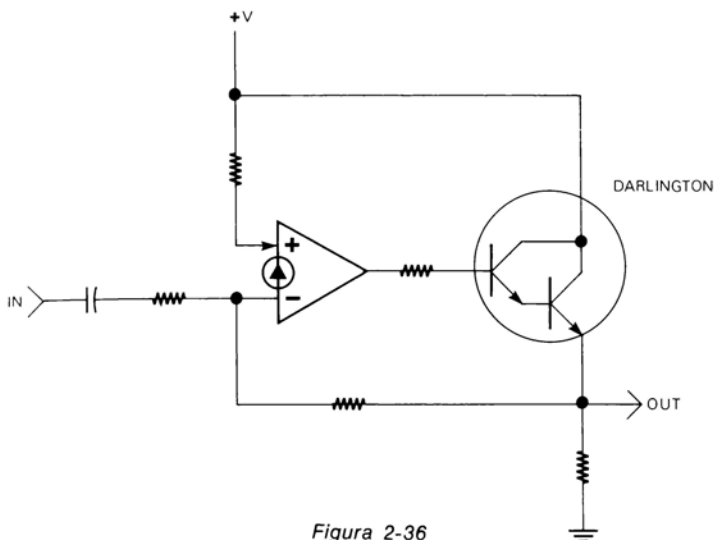



Figura 2-36

di circa il doppio utilizzando un darlington. L'amplificatore di potenza può essere utilizzato in circuiti audio come anche in altre applicazioni dove occorra pilotare in modo lineare un carico resistivo.

(21) FILTRI ATTIVI CON CDA

Un filtro è un circuito che fa passare alcune frequenze e attenua o elimina le altre. Un filtro passivo è generalmente formato da un condensatore e un'induttore che, specie alle basse frequenze, è piuttosto voluminoso e costoso.

Inoltre, un filtro passivo può solo attenuare le varie frequenze. I filtri attivi realizzati con CDA, resistenze e condensatori, oltre ad essere molto selettivi possono anche amplificare le frequenze che devono fare passare.

I filtri attivi sono poco costosi e la frequenza di funzionamento può essere facilmente stabilita scegliendo opportunamente i vari valori di R e di C.

I filtri attivi possono avere numerose applicazioni, per esempio negli effetti psichedelici, nei circuiti audio, nella musica elettronica, nei telecomandi, nelle telecomunicazioni e in tante altre ancora; alcune di queste applicazioni sono esposte nei capitoli sui circuiti pratici. I filtri attivi più comuni sono: il Passa Basso, il Passa Alto, il Passa Banda e il Notch.

Il filtro Passa Basso elimina tutte le frequenze al di sopra di f_{cH} (frequenza di taglio superiore). Il diagramma di funzionamento di tale filtro è visibile in fig. 2-37.

Il filtro Passa Alto ha un funzionamento inverso al precedente (fig. 2-38), difatti elimina le frequenze al di sotto di f_{cL} (frequenza di taglio inferiore).

Il filtro Passa Banda (fig. 2-39) elimina tutte le frequenze meno quelle contenute in una ristretta banda; il guadagno maggiore si ha alla frequenza centrale f_0.

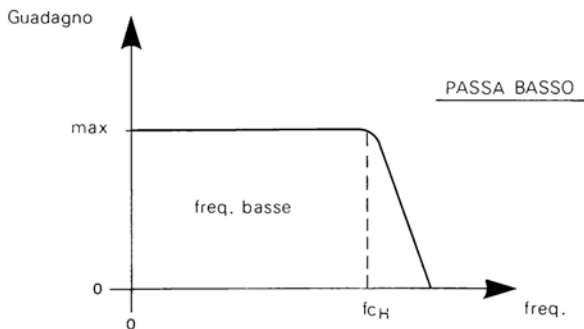



Figura 2-37

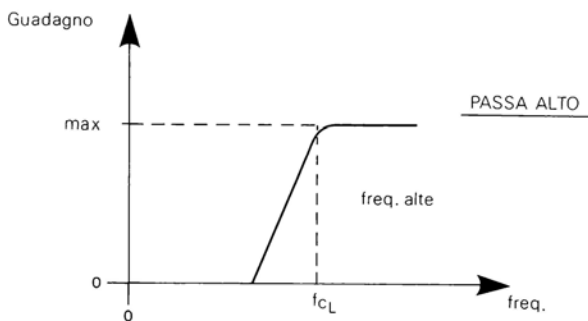



Figura 2-38

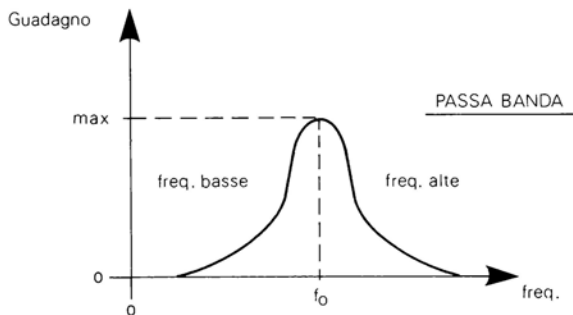



Figura 2-39

Il filtro Notch, infine, è l'esatto contrario del Passa Banda, infatti come si vede in fig. 2-40 tale filtro fa passare tutte le frequenze meno quelle contenute in una ristretta banda che ha per centro f_o; il filtro Notch (o elimina Banda) si comporta, quindi, come una trappola per una frequenza stabilita e può servire, per esempio, per eliminare da una catena di amplificatori, una frequenza di disturbo indesiderata. Come si vedrà più avanti le frequenze f_{cL}, f_{cH}, f_o, possono essere facilmente stabilite fissando i valori di determinate reti di resistenze e condensatori. Per disegnare il diagramma di

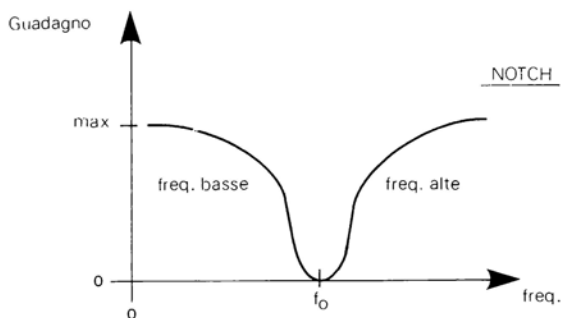



Figura 2-40

un filtro attivo con frequenza di taglio, nota o sconosciuta, si può utilizzare la disposizione di strumenti visibile in fig. 2-41. All'ingresso del filtro si collega un generatore di onde sinusoidali con ampiezza di uscita regolata, per esempio su 1Vpp. Per maggiore precisione la frequenza dell'oscillatore può essere controllata con un frequenzimetro digitale. All'uscita del filtro va collegato un oscilloscopio. Con l'oscilloscopio si può rilevare l'ampiezza del segnale di uscita con segnali di ingresso di diversa frequenza e ampiezza costante. Riportando i valori di ampiezza di uscita alle differenti frequenze di ingresso su un diagramma, si può ottenere a seconda del filtro, una delle curve rappresentate nelle figure da 2-37 a 2-40. Se il filtro ha anche un'amplificazione occorre tenere conto che alle frequenze che rientrano nella banda passante del filtro, l'ampiezza di uscita sarà superiore a quella di ingresso. Utilizzando per la prova del filtro un generatore di funzioni con Sweep si potrà ottenere sull'oscilloscopio direttamente la curva caratteristica come è visibile in fig. 2-42 che mostra il caso di un filtro Passa Banda.

(22) INDICAZIONI GENERALI SUI FILTRI ATTIVI CON CDA

Prima di esporre i circuiti pratici dei filtri attivi è bene dare alcune indicazioni su di essi. Nei circuiti pratici di filtri attivi vengono indicate le formule per dimensionare la resistenza di polarizzazione R_b in modo da avere una tensione di uscita a riposo pari alla metà della tensione di alimentazione. Per eliminare il residuo c.a. eventualmente presente sulla tensione di alimentazione, come già visto in fig. 2-7, si può utilizzare anche nel caso dei filtri attivi il circuito di fig. 2-8 (con la R_b divisa in due parti e al centro un condensatore da 0.1-10 µF), oppure se ci sono molti amplificatori e/o filtri, il circuito di fig. 2-9. Naturalmente in questo secondo caso le R_b calcolate con le

Frequenzimetro Digitale
02.750
KHz
IN
A
ampiezza
min
max
frequenza
OUT
B
Generatore
Onde Sinusoidali
1Vpp
T
IN
FILTRO
ATTIVO
OUT
U
Oscilloscopio
C
Yin
V/div

Figura 2-41

Generatore Sinusoidale Sweep
frequenza
ampiezza
OUT SWEEP
OUT
D
E
min
max
Oscilloscopio
TIME/div.
V/div.
Xin
F
Yin
G
R
IN
FILTRO PASSA BANDA
OUT
S

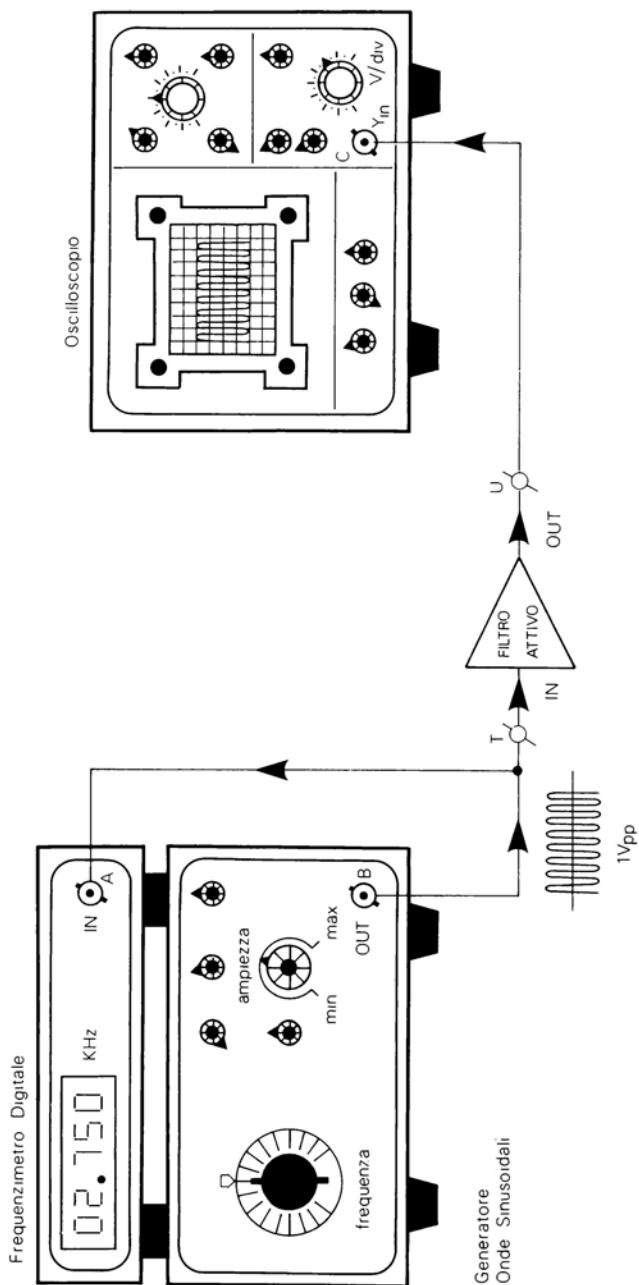
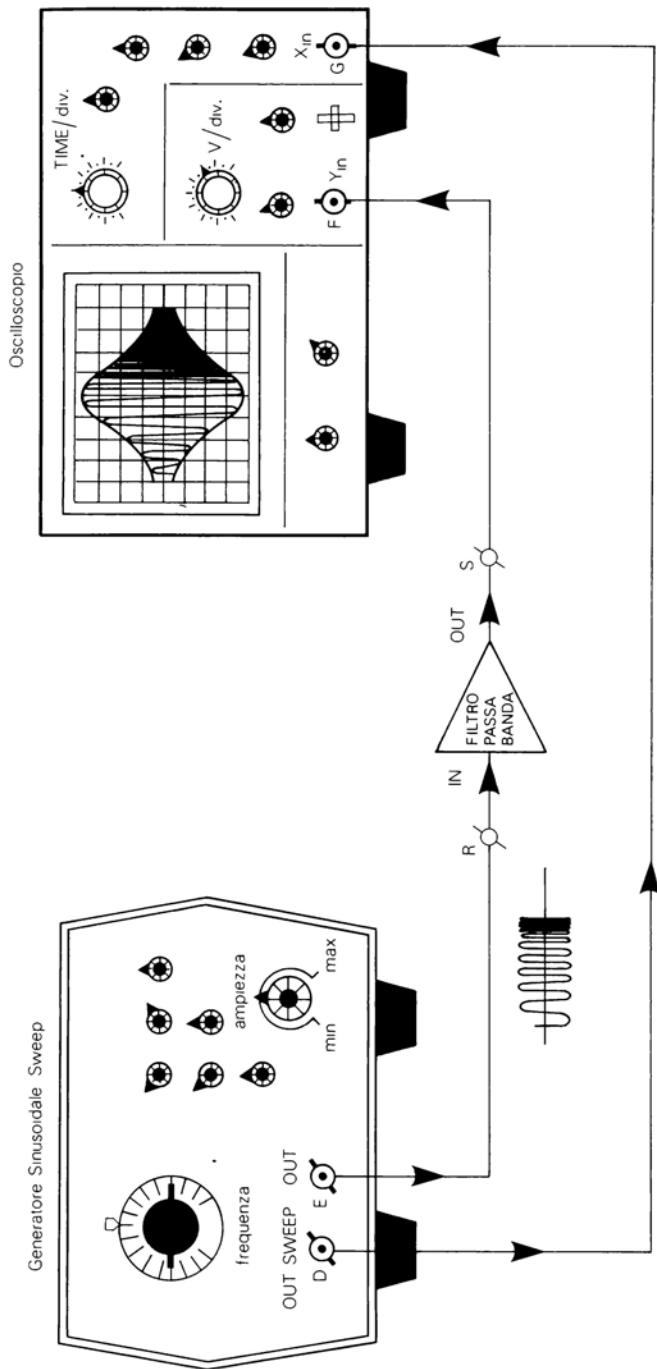



Figura 2-42

formule sui filtri attivi, dovranno essere ridotte alla metà come spiegato nel paragrafo 6 di questo capitolo. Se la R_b calcolata ha un valore inferiore a 50 K, le resistenze R_t e R_s (fig. 2-9) possono essere ridotte anche ad un terzo. La selettività dei filtri Passa Banda e Notch è indicata dal fattore «Q». In fig. 2-43 sono esposte contemporaneamente le curve di risposta di due filtri Passa Banda con medesima frequenza centrale f_o e con differente Q. La curva A indica il responso di un filtro ad alto Q; come si vede la larghezza di banda è piuttosto stretta e la selettività è, quindi, elevata. Con un Q inferiore (curva B) la larghezza di banda è maggiore e la selettività di conseguenza è minore. Parlando di filtri attivi l'attenuazione può essere indicata in dB/ottava o in dB/decade. La fig. 2-44 mostra la curva di risposta di un filtro Passa Basso con frequenza di taglio (f_{cH}) di 1 KHz e un'attenuazione di -12 dB/ottava (o -40 dB/decade).

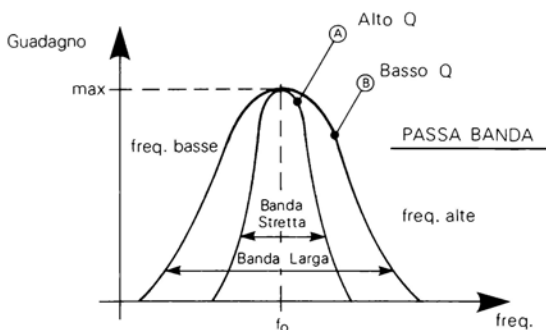



Figura 2-43

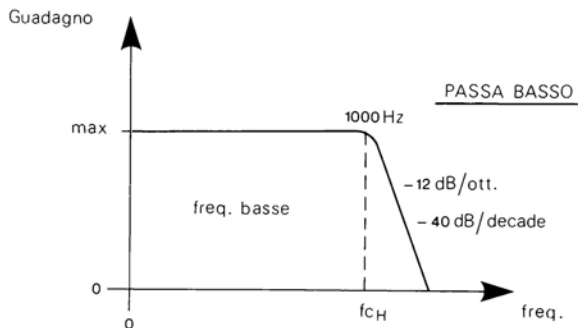



Figura 2-44

Questo vuol dire che i segnali di frequenza superiore ad f_{cH} saranno attenuati ad un quarto dell'ampiezza (-12 dB) ad ogni raddoppio di frequenza (un ottava più sù) o, se si preferisce, ad un centesimo dell'ampiezza (-40 dB) ogni volta che la frequenza aumenta di 10 volte (una decade).

I filtri attivi possono avere anche un guadagno, vale a dire possono amplificare le frequenze comprese nella loro banda passante. Il fattore di amplificazione nelle formule è indicato con H_o. Nei filtri che usano un solo CDA è preferibile non stabilire guadagni (H_o) e Q superiori a 10 specialmente con alte frequenze di taglio (1 KHz e oltre). In alcuni filtri con 2 o più CDA che verranno esaminati, si possono ottenere valori di H_o e Q più elevati.

LA PRECISIONE E LA STABILITÀ DEI FILTRI ATTIVI DIPENDE DALLA PRECISIONE E DALLA STABILITÀ DELLE RESISTENZE E CONDENSATORI. È bene, perciò, usare resistenze al 5% (o anche all'1% a strato metallico dove occorre maggiore stabilità e precisione). Il valore ottimale delle resistenze è compreso tra 5 K Ω e 20 M Ω. Per i condensatori occorre scartare i tipi con tolleranza e deriva termica elevata come ad esempio i condensatori ceramici, preferire, invece, condensatori con tolleranza di almeno il 5% e con bassa deriva termica, quindi condensatori in poliestere, policarbonato, ecc. Il valore dei condensatori può essere scelto tra alcuni pF e alcuni μF. Per progettare i filtri attivi che vedremo più avanti occorre in genere stabilire il valore di uno dei condensatori, quindi calcolare con le formule indicate le altre resistenze e condensatori. Il primo condensatore va stabilito in base all'esperienza, comunque dopo aver progettato due o tre filtri si è già in grado di scegliere con facilità il condensatore adatto, a seconda della frequenza di funzionamento del filtro richiesto.

(23) FILTRO PASSA BASSO

La fig. 2-45 mostra un filtro Passa Basso con attenuazione di -12 db/ottava. Per progettare il filtro occorre innanzitutto definire i valori di f_{cH}, Q e H_o. Q può essere stabilito uguale a 1 come in fig. 2-45 o per un responso piatto uguale a 0.707. La scel-

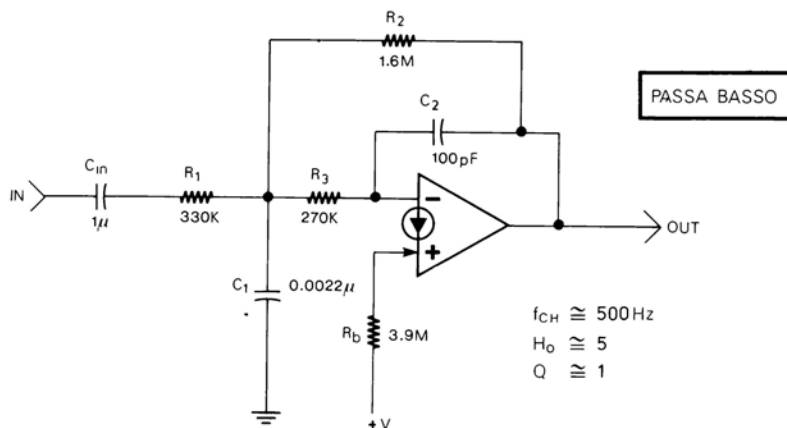



Figura 2-45

ta dei componenti viene effettuata stabilendo prima un valore adatto per il condensatore C_1, quindi calcolando C_2 con la formula:

$$C_2 = \frac{C_1}{4Q^2 (H_o + 1)} \qquad (2\text{-}23)$$

si calcolano poi le resistenze R_2, R_1 e R_3 con le formule:

$$R_2 = \frac{1}{4 \pi f_{cH} Q C_2} \qquad (2\text{-}24)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{H_o} \qquad (2\text{-}25)$$

$$R_3 = \frac{1}{4 \pi f_{cH} Q C_2 (H_o + 1)} \qquad (2\text{-}26)$$

La resistenza di polarizzazione R_b, nel caso del filtro Passa Basso, può essere calcolata in due modi. Se l'ingresso del filtro è collegato direttamente, per esempio ad un'amplificatore o ad un altro filtro con tensione di uscita a riposo pari a metà di +V (fig. 2-46), R_b va calcolata con la formula:

$$R_b = 2 \left(\frac{R_1}{2} + R_3 \right) \qquad (2\text{-}27)$$

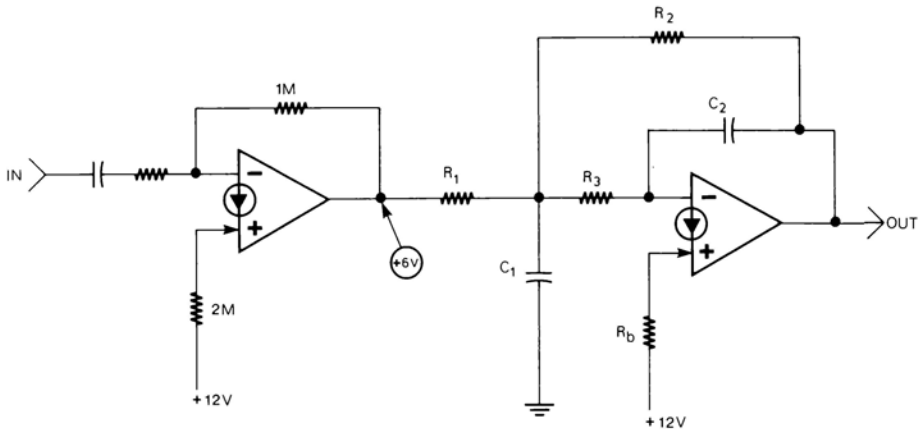



Figura 2-46

Se invece all'ingresso del filtro vi è un condensatore che elimina la tensione continua di polarizzazione, come nell'esempio pratico di fig. 2-45, R_b sarà uguale a:

$$R_b = 2 (R_2 + R_3) \qquad (2\text{-}28)$$

La formula per ottenere f_{cH}, a partire dai valori di R e C, è

$$f_{CH} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_2 R_3 C_1 C_2}} \qquad (2\text{-}29)$$

Il filtro Passa Basso di fig. 2-45 ha una frequenza di taglio f_{cH} di circa 500 Hz, un Q di circa 1 e un guadagno H_o di 5.

(24) FILTRO PASSA ALTO

Una volta stabilito il guadagno H_o, la frequenza di taglio f_{cL} e il Q (che anche in questo caso può essere preferibilmente di 0.7-1 per un responso piatto) si stabilisce un valore adeguato per C_1.

Con: $C_3 = C_1$

$$C_2 = \frac{C_1}{H_o} \qquad (2\text{-}30)$$

R_1, R_2 e R_b possono essere calcolate con le formule:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_{cL} Q C_1 \left(2 + \frac{1}{H_o}\right)} \qquad (2\text{-}31)$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_{cL} C_1} (2 H_o + 1) \qquad (2\text{-}32)$$

$$R_b = 2 R_2 \qquad (2\text{-}33)$$

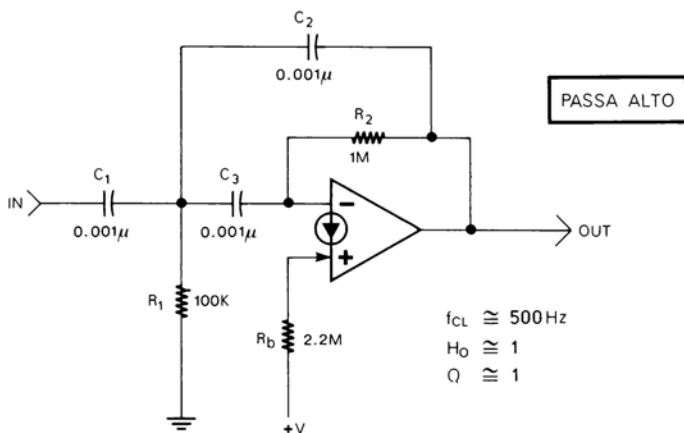



Figura 2-47

Anche il filtro Passa Alto di fig. 2-47 è un filtro con attenuazione di 12 dB/ottava. La formula per calcolare f_{CL} a partire dai valori di R e C, è:

$$f_{CL} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_2 C_3}} \qquad (2\text{-}34)$$

con: $C_3 = C_1$

Il filtro di fig. 2-47 con i valori indicati ha una f_{CL} di circa 500 Hz, un Q ed un H_o di circa 1.

(25) FILTRO PASSA BANDA

La fig. 2-48a mostra un filtro Passa Banda con frequenza centrale f_o di circa 500 Hz e con un guadagno H_o di circa 1 (0 dB a f_o). Nella figura vengono indicati i valori

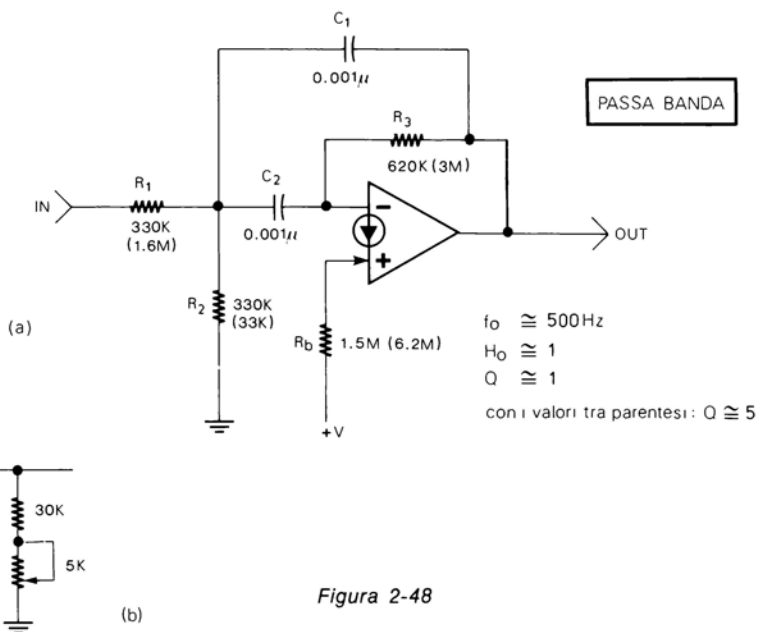



Figura 2-48

di R_1, R_2, R_3 per due differenti Q. Con i valori fuori delle parentesi il filtro ha un Q di circa 1. Con i valori tra parentesi il filtro ha un Q di circa 5; in questo secondo caso il filtro ha un'attenuazione di circa -12 dB/ottava. Le curve dei filtri con i due differenti

Q sono indicate nel diagramma di fig. 2-49. Come si vede il filtro con Q di 5 (curva B) ha una larghezza di banda più stretta e quindi maggiore selettività. Sostituendo la R_2 di 33 K con una resistenza ed un trimmer (fig. 2-48b) il filtro con Q di 5 può essere sintonizzato con più precisione sulla frequenza centrale f_o regolando il trimmer stesso. Una volta stabilito C_1 e con:

$$C_1 = C_2$$

gli altri valori del filtro possono essere calcolati con le formule:

$$R_1 = \frac{Q}{2 \pi f_o C_1 H_o} \qquad (2\text{-}35)$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2 Q^2 - H_o)\, 2 \pi f_o C_1} \qquad (2\text{-}36)$$

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_o C_1} \qquad (2\text{-}37)$$

$$R_b = 2 R_3 \qquad (2\text{-}38)$$

A partire dai valori di R e C la frequenza f_o può essere ricavata nel seguente modo:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C_1} \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3}} \quad \text{con } C_1 = C_2 \qquad (2\text{-}39)$$

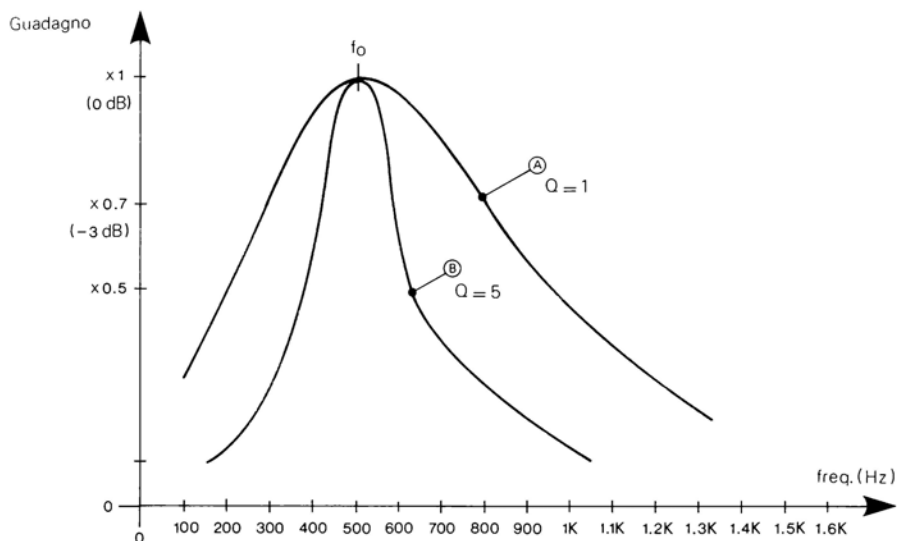



Figura 2-49

Il Q di un filtro Passa Banda può essere calcolato con la formula:

$$Q = \frac{f_o}{f_{cH} - f_{cL}} \qquad (2\text{-}40)$$

dove f_{cH} e f_{cL} sono le frequenze di taglio superiore e inferiore alle quali il guadagno si riduce di −3 dB (al 70% del guadagno massimo). La fig. 2-50 mostra la curva di un filtro con f_o di 1000 Hz, un guadagno massimo di 10 volte (20 dB) ed un Q di 10, come si vede il guadagno scende al 70% circa alle frequenze f_{cH} e f_{cL} di 1050 Hz e 950 Hz. Sostituendo i tre valori nella formula (2-40) si ottiene, appunto, il Q:

$$Q = \frac{f_o}{f_{cH} - f_{cL}} = \frac{1000}{1050 - 950} = \frac{1000}{100} = 10$$

Nel filtro Passa Banda con un solo CDA le migliori prestazioni si ottengono con H_o e Q inferiori a 10 specie con f_o superiore a 1 kHz.

Come vedremo più avanti con 2 o 3 CDA si possono ottenere filtri Passa Banda con Q superiori a 100.

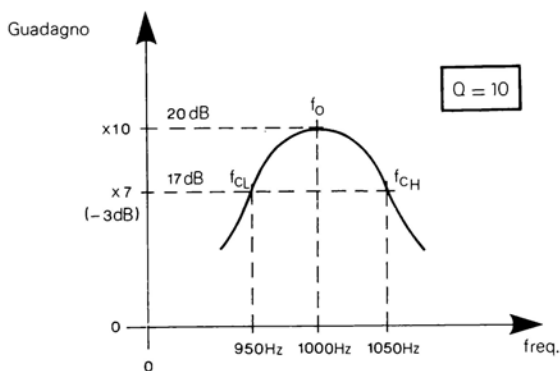



Figura 2-50

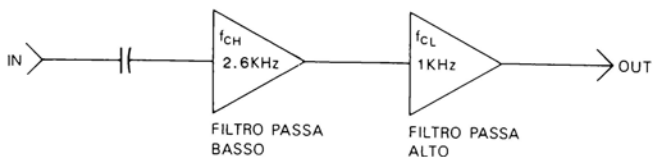



Figura 2-51

(26) FILTRO PASSA BANDA «LARGO»

I normali filtri Passa Banda fanno passare i segnali di una ristretta fascia di frequenze. Se occorre un filtro Passa Banda che faccia passare tutte le frequenze, per esempio tra 500 e 1500 Hz, si possono collegare due filtri in serie, uno Passa Basso e uno Passa Alto (fig. 2-51). Supponendo che sia necessario un filtro Passa Banda che copra le frequenze da 1000 Hz a 2600 Hz, il filtro Passa Basso dovrà avere una f_{cH} di 2600 Hz e il filtro Passa Alto una f_{cL} di 1000 Hz.

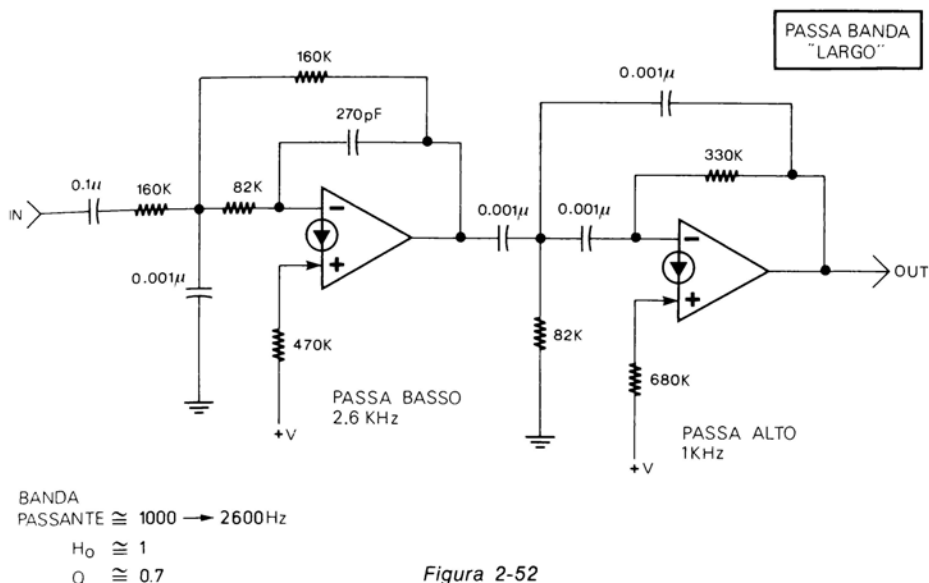



Figura 2-52

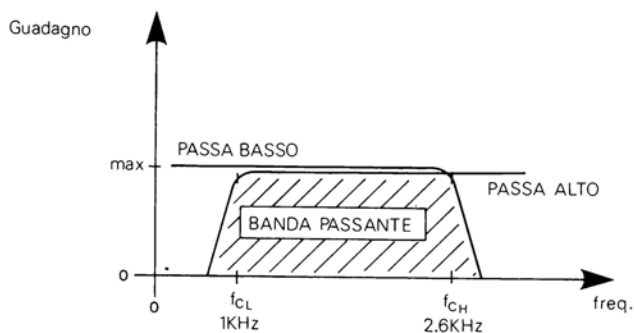



Figura 2-53

La fig. 2-52 mostra un circuito pratico che realizza tale filtro.
La fig. 2-53, invece, mostra il responso di tale filtro.

Il filtro Passa Basso elimina tutte le frequenze al di sopra di 2600 Hz. Il filtro Passa Alto elimina tutte le frequenze al di sotto di 1000 Hz.

La risultante è appunto il filtro Passa Banda richiesto.

Per progettare i due filtri si possono consultare le formule ai paragrafi 23 e 24.

(27) FILTRO PASSA BANDA CON DUE CDA

Con due CDA si può realizzare un filtro Passa Banda che consente di ottenere Q anche superiori a 50 e H_0 superiori a 10. La fig. 2-54 ne mostra un esempio pratico con f_0 di circa 500 Hz.

La scelta dei componenti può essere operata come segue. Si stabiliscono f_0, H_0 e Q, quindi si sceglie per C_1 un valore adeguato e per C_2 un valore uguale a C_1. Si può, quindi, calcolare la costante K in base ad H_0 e Q:

$$K = \frac{H_0}{\sqrt{Q}} \quad (2\text{-}41)$$

Tale costante va compresa tra 1 e 10; gli altri valori possono essere calcolati con le formule:

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 C_1} \quad (2\text{-}42)$$

$$R_2 = R_1 \left(\frac{KQ}{2Q-1}\right) \quad (2\text{-}43)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{Q^2 - 1 - \frac{2}{K} + \frac{1}{KQ}} \quad (2\text{-}44)$$

$$R_4 = R_1 \qquad R_5 = 2 \cdot R_4 \qquad R_6 = R_1$$

$$R_7 = K \cdot R_1 \quad (2\text{-}45)$$

$$R_8 = 2 \cdot \frac{R_6 \cdot R_7}{R_6 + R_7} \quad (2\text{-}46)$$

f_0 può essere calcolato a partire dai valori nel seguente modo:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C_1} \cdot \sqrt{\frac{(R_3 \cdot R_6) + (R_1 \cdot R_6) + (R_1 \cdot R_3)}{(R_1)^3 \cdot R_3}} \quad (2\text{-}47)$$

(28) FILTRO PASSA BANDA A VARIABILE DI STATO

Con il filtro di fig. 2-55 che usa tre CDA si hanno le migliori prestazioni potendo ot-

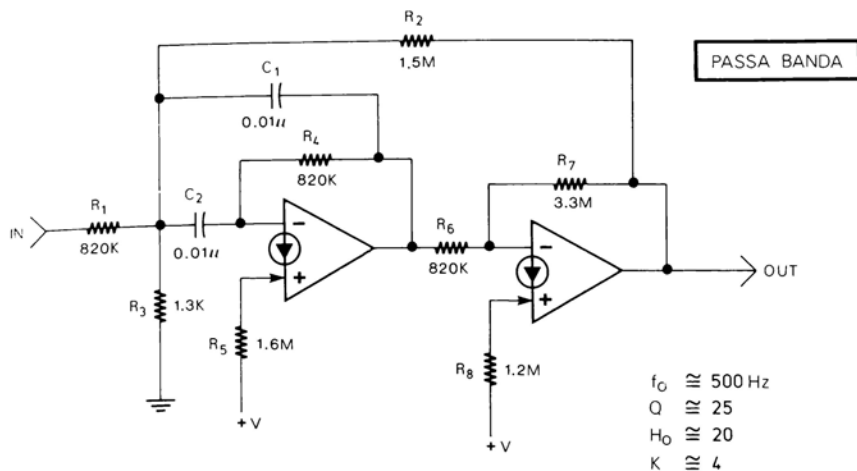



Figura 2-54

tenere guadagni e Q anche superiori a 100. Scelta la frequenza di funzionamento f_o e il Q, stabilito C_1, e con C_2 uguale a C_1, R_5 può essere calcolata con la formula:

$$R_5 = \frac{1}{2 \pi f_o C_1} \qquad (2\text{-}48)$$

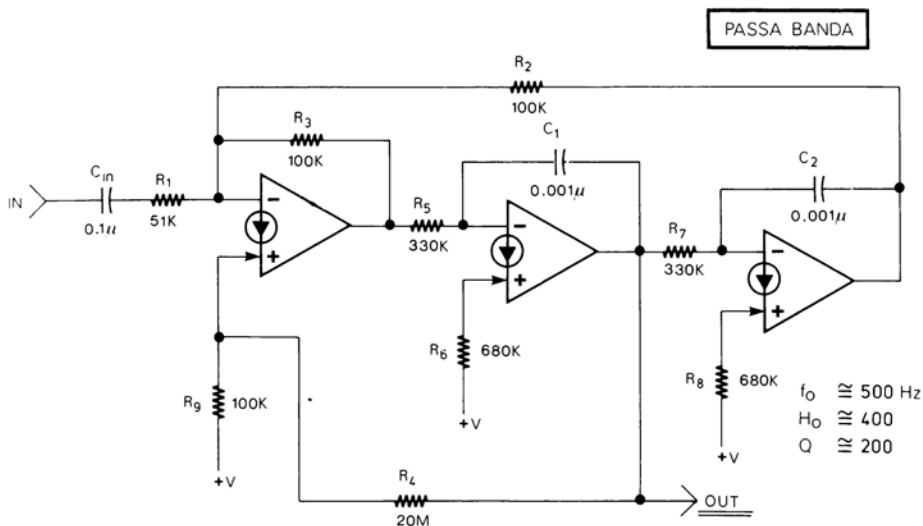



Figura 2-55

R_6, R_7 e R_8 sono uguali a:

$$R_6 = 2R_5$$
$$R_7 = R_5$$
$$R_8 = 2R_7$$

Scelto un valore per R_1 la resistenza R_4 può essere calcolata in base al Q con la formula:

$$R_4 = R_1 \ (2Q - 1) \tag{2-49}$$

R_2 e R_3 sono uguali a:

$$R_2 = R_3 = 2R_1$$

Infine R_9 si calcola con la formula:

$$R_9 = 2 \ \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} \tag{2-50}$$

Il guadagno, la f_o e il Q possono essere ricavati dai valori di R e C nel seguente modo:

$$H_{o\,(PASSA\ BANDA)} = \frac{R_4}{R_1} \tag{2-51}$$

$$f_o = \frac{1}{2\ \pi\ R_5\ C_1} \tag{2-52}$$

$$Q = \frac{R_4 + R_1}{2\ R_1} \tag{2-53}$$

Dato l'elevato guadagno del filtro è bene limitare l'ampiezza del segnale di ingresso. Il circuito consente di ottenere filtri con elevato Q che, specialmente alle basse frequenze, sarebbero costosi e difficili da realizzare con componenti passivi.

(29) FILTRO NOTCH

Uno dei modi più semplici per realizzare un filtro Notch (o Elimina Banda) può essere quello di fig. 2-56. Il circuito è costituito da due filtri, uno Passa Basso e uno Passa Alto, entrambi con H_o uguale a 1 e Q uguale a 0.7. L'uscita dei due filtri è sommata da un terzo CDA che determina anche il guadagno. La fig. 2-57 mostra un esempio pratico di filtro Notch con f_o di 500 Hz. Tale filtro è composto da un filtro Passa Basso con f_{cH} di circa 250 Hz (la metà di f_o) e da un filtro Passa Alto con f_{cL} di circa 1000 Hz (il doppio di f_o); l'uscita dei due filtri è sommata dal terzo CDA che fornisce anche un guadagno di 20 dB. Il responso del filtro Notch è visibile in fig. 2-58. Come si vede con f_{cH} pari a metà di f_o e f_{cL} pari al doppio di f_o, l'attenuazione massima alla frequenza f_o è di circa -12 dB. Per avere, a f_o, un'attenuazione minore si possono scegliere una f_{cH} e una f_{cL} più vicine a f_o (fig. 2-59). Per avere

Figura 2-56

NOTCH

390K
1200pF
IN
390K
200K
0.1μ
4700pF
1.2M
+V

P. BASSO

f_{CH} 250 Hz
H_O 1
Q 0.7

0.1μ
R_1 100K
R_3
1M
OUT
0.001μ
330K
R_2 100K
0.001μ
0.001μ
R_4 2.2M
75K
0.1μ
+V

NOTCH

$f_O \cong 500$ Hz
$H_O \cong 10$

680K
+V

P. ALTO

f_{CL} 1000 Hz
H_O 1
Q 0.7

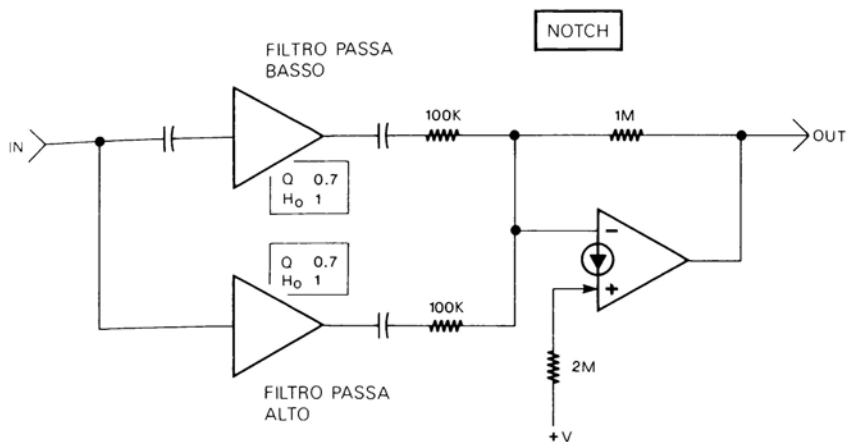
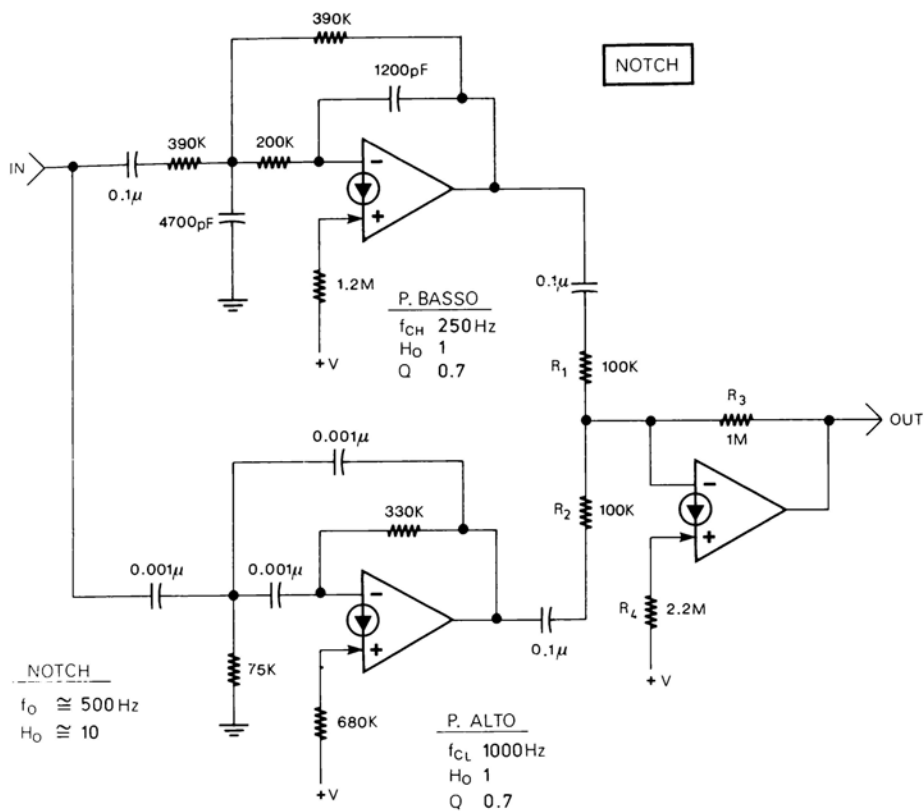



Figura 2-57

un'attenuazione maggiore, f_{cH} e f_{cL} devono essere più distanti da f_o (fig. 2-60). I valori di R e C dei due filtri possono essere determinati con le formule ai paragrafi 23 e 24. Il guadagno del filtro Notch con R_1 uguale a R_2 e con l'H_o dei due filtri uguale a 1 può essere determinato con la formula:

$$H_o = \frac{R_3}{R_1}$$

La resistenza R_4 è uguale al doppio di R_3.

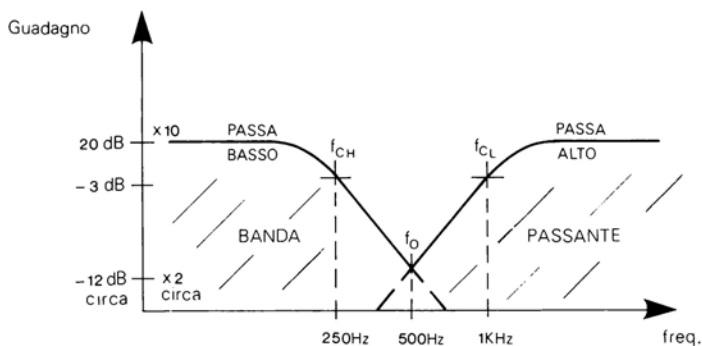



Figura 2-58

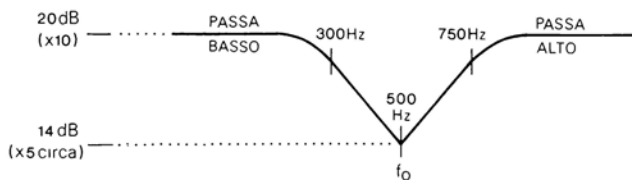



Figura 2-59

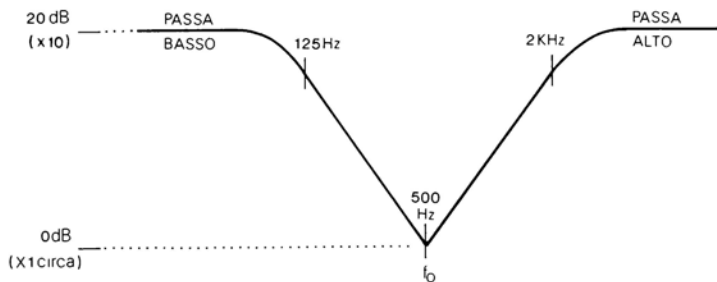



Figura 2-60

(30) FILTRI SEMPLIFICATI

Parlando degli amplificatori c.a. si è visto che la resistenza e il condensatore di ingresso provocano un'attenuazione delle basse frequenze (paragrafo 3). Resistenza e condensatore di ingresso si comportano, quindi, come un semplice filtro Passa Alto. La fig. 2-61 mostra, appunto, un filtro Passa Alto con un guadagno di 20 dB. Il re-

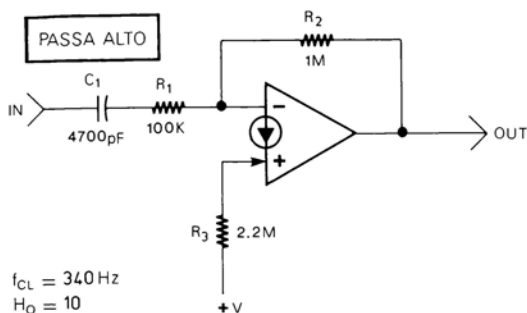



Figura 2-61

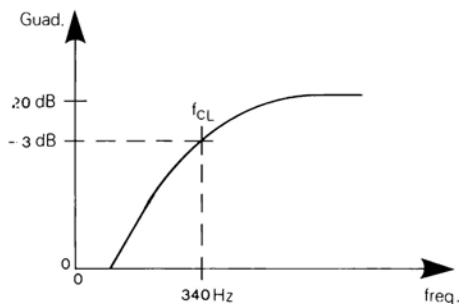



Figura 2-62

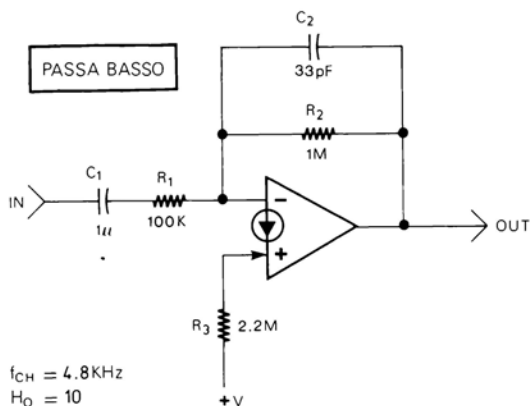



Figura 2-63

sponso è visibile in fig. 2-62. La f_{cL} (a -3 dB) è di circa 340 Hz. L'attenuazione è di circa -16 dB/decade. La frequenza di taglio f_{cL} viene calcolata con la formula (2-3) che è:

$$f_{cL} = \frac{1}{2 \pi RC}$$

(-3 dB)

Nel caso di fig. 2-61 R e C della formula corrispondono a R_1 e C_1.

Usando per C_1 un valore elevato e collegando in parallelo a R_2 un condensatore, si può ottenere un semplice filtro Passa Basso (fig. 2-63) con f_{cH} (a -3 dB) di 4800 Hz. Il responso di tale filtro è in fig. 2-64. La f_{cH} del filtro può essere calcolata con la stessa formula di prima sostituendo a R e C i valori di R_2 e C_2. Infine, combinando i due filtri (fig. 2-65) si può realizzare anche un filtro Passa Banda il cui responso è in

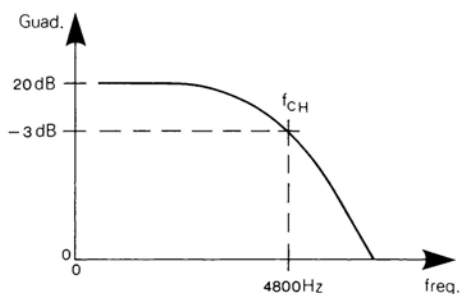



Figura 2-64

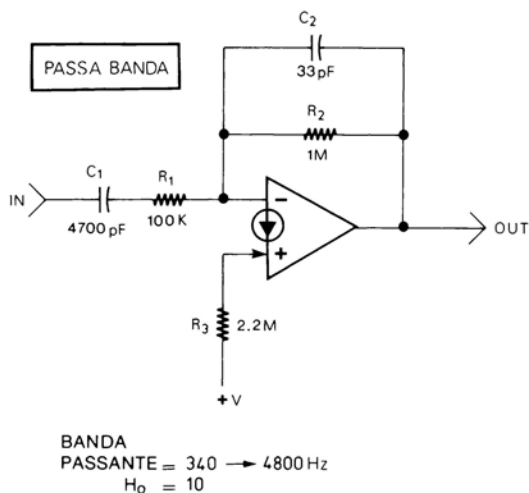



Figura 2-65

fig. 2-66. Anche in questo caso f_{cL} e f_{cH} vengono calcolate come già detto. Le formule inverse per calcolare R o C, a partire da f_{cL} o f_{cH}, sono:

$$R = \frac{1}{2 \pi f_x C} \tag{2-55}$$

$$C = \frac{1}{2 \pi f_x R} \tag{2-56}$$

Nelle due formule ad R e C vanno sostituite $R_1 - C_1$ o $R_2 - C_2$; f_{cL} e f_{cH} sono indicate da f_x. In tutti e tre i circuiti presentati R_3 deve essere circa il doppio di R_2.

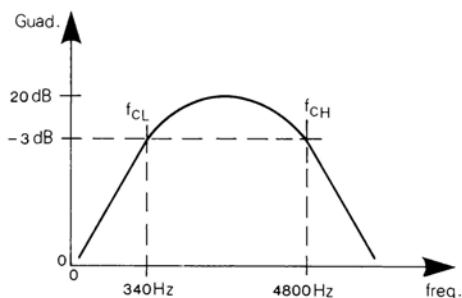



Figura 2-66

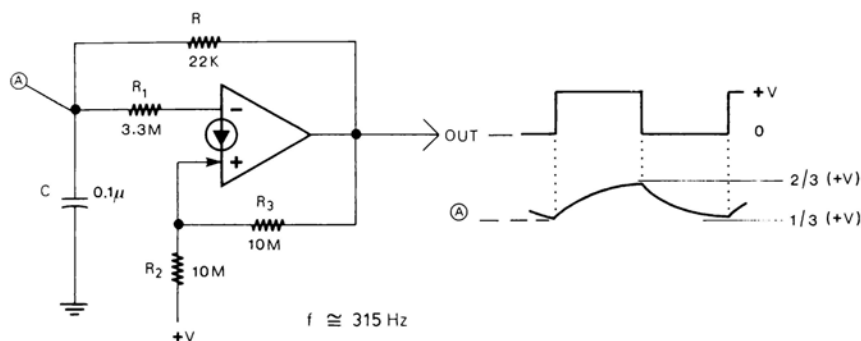



Figura 2-67

(31) OSCILLATORE AD ONDA QUADRA

Un'oscillatore ad onda quadra può essere realizzato come in fig. 2-67. Il circuito è essenzialmente un trigger di Schmitt formato dal CDA e dalle resistenze R_1, R_2, e R_3. Supponendo che l'uscita del CDA sia alla massima tensione, il condensatore C si ca-

rica tramite la resistenza R. Appena la tensione al punto A arriva a circa i due terzi della tensione di alimentazione, l'uscita passa alla tensione minima ed il condensatore inizia a scaricarsi sempre attraverso R. Quando la tensione al punto A scende a circa un terzo di +V l'uscita del CDA ritorna alla massima tensione ed il ciclo si ripete. L'oscillatore consente di ottenere frequenze fino a circa 10 kHz. È bene che R_1 sia molto più grande di R (50-100 volte e più), in caso contrario l'oscillatore funzionerà ugualmente ma l'onda quadra di uscita sarà asimmetrica perchè il condensatore si caricherà attraverso R ma si scaricherà oltre che attraverso R anche attraverso R_1 (come si è già detto negli ingressi dei CDA scorre una corrente reale che dipende dal valore delle resistenze d'ingresso). Con R_1 molto maggiore di R la frequenza è all'incirca uguale a:

$$f = \frac{0.7}{RC} \qquad (2\text{-}57)$$

Dalla (2-57) si possono ottenere le formule inverse per calcolare R o C in base alla frequenza richiesta. R deve avere un valore minimo di 2-3 kΩ a seconda della tensione di alimentazione. R_2 e R_3 devono essere uguali, ed entrambe con un valore pari a tre volte R_1. Per maggiore precisione è bene usare valori al 5% o meno. La simmetria dell'onda quadra di uscita può essere modificata aumentando il valore di R_1 da 3.3 MΩ (1/3 di R_2-R_3) fino a 4.7 MΩ o più, o diminuendo R_1 fino a 2.2 MΩ o meno. Per regolare la frequenza con maggiore precisione si può aggiungere un trimmer o un potenziometro in serie a R (fig. 2-68). Con un diodo e una resistenza l'oscillatore di fig. 2-67 può essere acceso o spento con una tensione continua di controllo, la fig. 2-69 mostra le due differenti possibilità. È molto importante che la tensione all'ingresso del diodo sia al di sotto di 200 mV quando l'oscillatore deve funzionare.

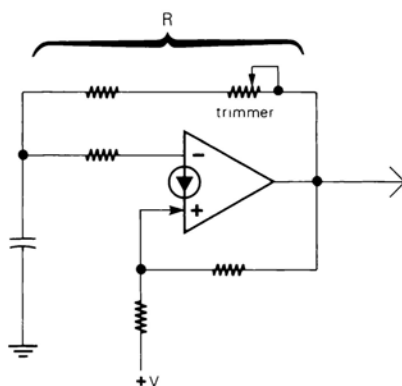



Figura 2-68

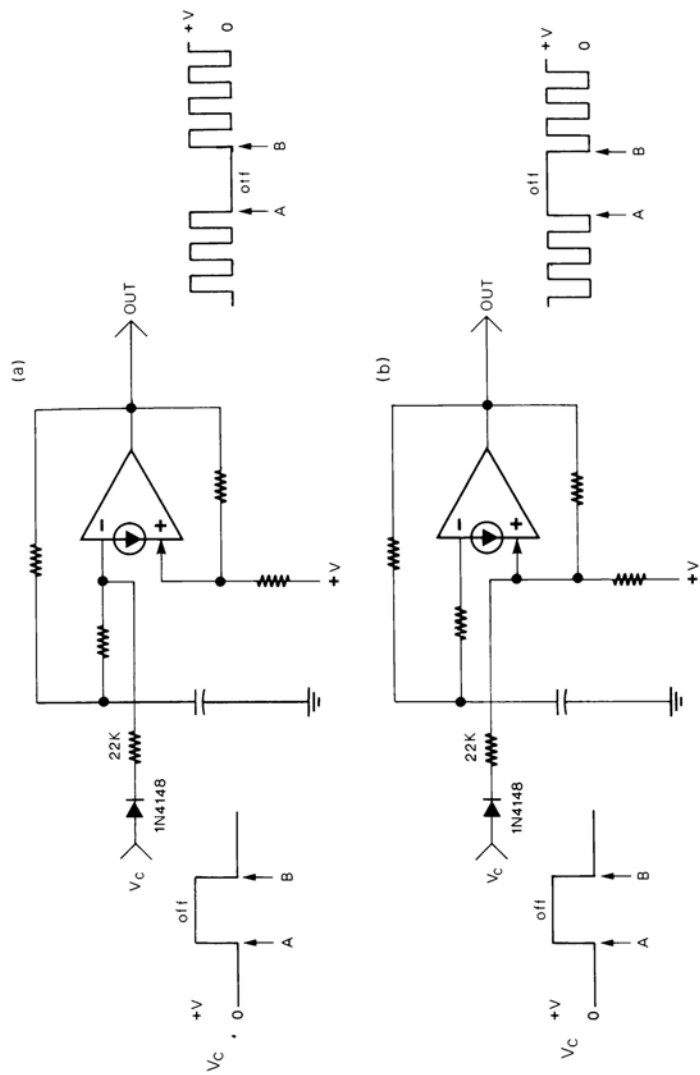



Figura 2-69

㉜ GENERATORI DI IMPULSI CON CDA

Sostituendo al circuito di fig. 2-67 la resistenza R con due resistenze e due diodi (fig. 2-70) si possono controllare indipendentemente i tempi di carica e scarica del condensatore in modo che il circuito possa produrre onde quadre asimmetriche o impulsi positivi o negativi. Nel circuito di fig. 2-70 il condensatore si carica attraverso R_a e si scarica attraverso R_b. I due tempi di carica (t_1) e di scarica (t_2) ed il periodo totale (T) sono circa uguali a:

$$t_1 \cong 0.7\, R_a C \tag{2-58}$$

$$t_2 \cong 0.7\, R_b C \tag{2-59}$$

$$T = t_1 + t_2 \tag{2-60}$$

La frequenza è circa uguale a:

$$f = \frac{1}{T} \tag{2-61}$$

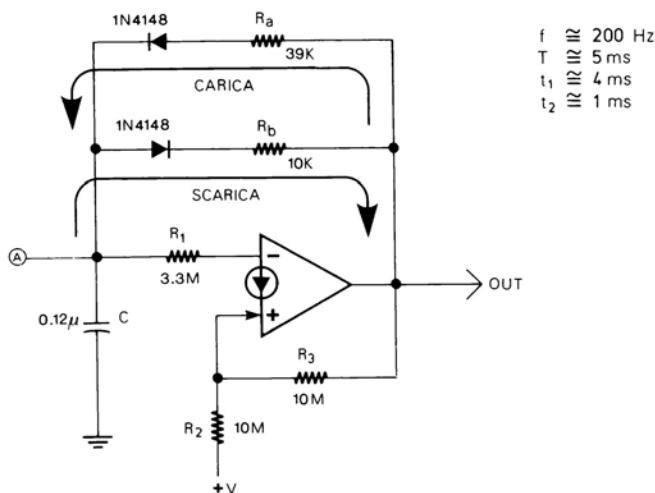



Figura 2-70

La fig. 2-71 mostra l'onda prodotta dal circuito di fig. 2-70. Un secondo circuito adatto a generare impulsi positivi è in fig. 2-72. In tale circuito il condensatore si carica velocemente attraverso R_a e si scarica più lentamente attraverso la resistenza R_b. Con una tensione di alimentazione di almeno 10 V e con le resistenze R_1 e R_2 pari a tre volte R_b, i valori di t_1, t_2, T ed f possono essere approssimativamente calcolati con le formule da (2-58) a (2-61). In fig. 2-73 sono visibili le forme d'onda relative al circuito di fig. 2-72.

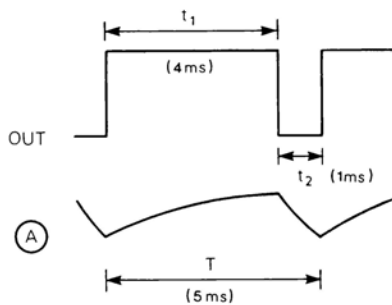



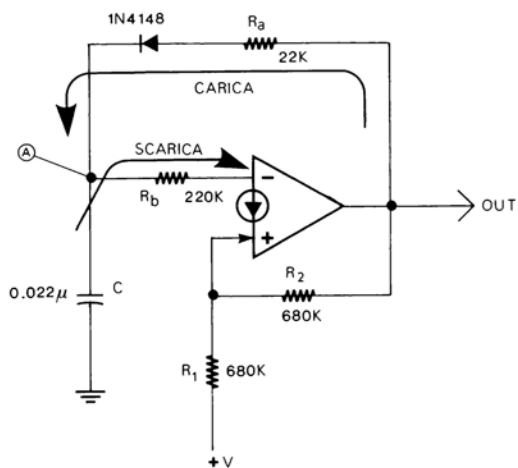
Figura 2-71

$f \cong 260$ Hz
$T \cong 3.8$ ms
$t_1 \cong 400\ \mu s$
$t_2 \cong 3.4$ ms

Figura 2-72

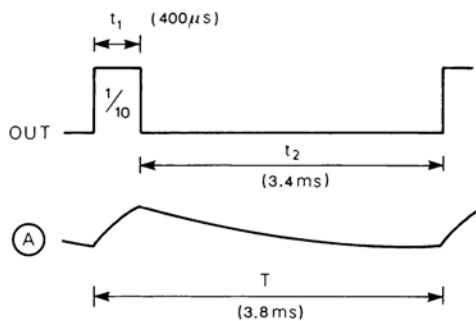



Figura 2-73

㉝ OSCILLATORE A ONDA QUADRA A TRE FASI

Il circuito di fig. 2-74 fornisce alle tre uscite tre onde quadre sfasate tra loro di 120°. Le tre forme d'onda sono visibili in fig. 2-75. Con:

$$R_1 = R_2 = R_3$$
$$C_1 = C_2 = C_3$$
$$R_a = R_b/2$$
$$R_a \geq 20\ R_1$$

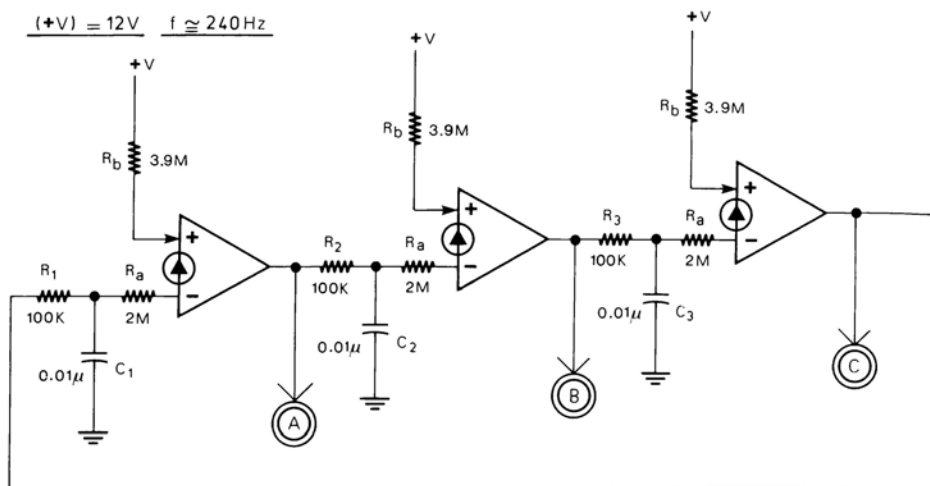



Figura 2-74

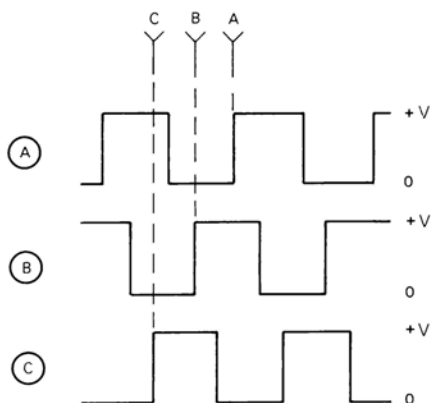



Figura 2-75

la frequenza è circa uguale a:

$$f \cong \frac{1}{3.3\ R_1C_1} \qquad (2\text{-}62)$$

Tutte le resistenze ed i condensatori devono essere almeno al 5%. Le resistenze R_a ed R_b possono essere di valore differente da 2 M e 3.9 M purchè le R_a siano metà delle R_b ed R_1, R_2, R_3 siano meno di un ventesimo di R_a. La frequenza massima dell'oscillatore è bene sia contenuta al di sotto di 1-2 kHz. R_1, R_2, R_3 devono avere un valore superiore a 5 KΩ, la tensione di alimentazione può essere compresa tra 9 e 36 V.

(34) GENERATORE DI IMPULSI IN SEQUENZA

Il circuito di fig. 2-76 genera tre impulsi che sono presenti in sequenza alle tre uscite come visibile nel diagramma di fig. 2-77. Il circuito può essere usato per pilotare tre oscillatori, tre LED, tre relè o altro, in sequenza.

Con:

$R_1 = R_2 = R_3$

$C_1 = C_2 = C_3$

$R_{in} \geq 20\ R_1$

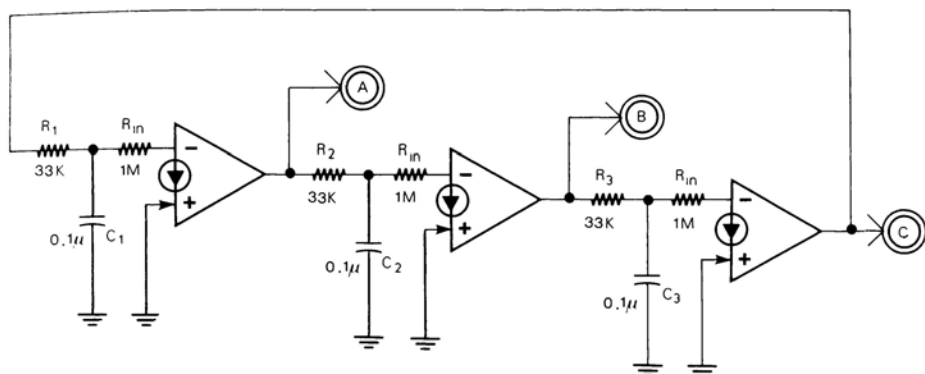



Figura 2-76

La frequenza è circa uguale a:

$$\frac{1}{10\ R_1\ C_1} \qquad (2\text{-}63)$$

La larghezza di ciascun impulso ($t_1 - t_2 - t_3$) è circa uguale a:

$$t_1 = t_2 = t_3 \cong \frac{1}{3f} \qquad (2\text{-}64)$$

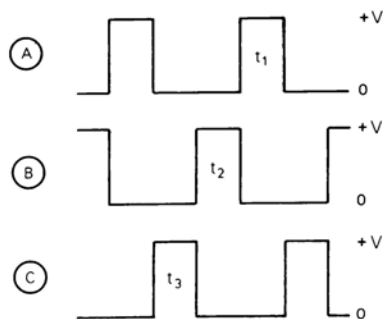



Figura 2-77

(35) UJT CON CDA

Con un CDA si può realizzare un circuito (proposto dalla National) che ha un funzionamento simile al transistore a giunzione singola (UJT). Tale circuito è in fig. 2-78. La parte a destra della linea tratteggiata rappresenta il transistore unigiunzione, mentre alla sinistra vi sono la resistenza ed il condensatore che determinano la frequenza. Il condensatore C si carica attraverso R e si scarica attraverso il diodo. La frequenza massima può essere anche di 5-10 kHz. Con i valori di R_1, R_2 e R_3 indicati in fig. 2-78 la resistenza R può avere un valore compreso tra 15 kΩ e 330 kΩ, C può essere compreso tra 0.001 μF e oltre 100 μF.

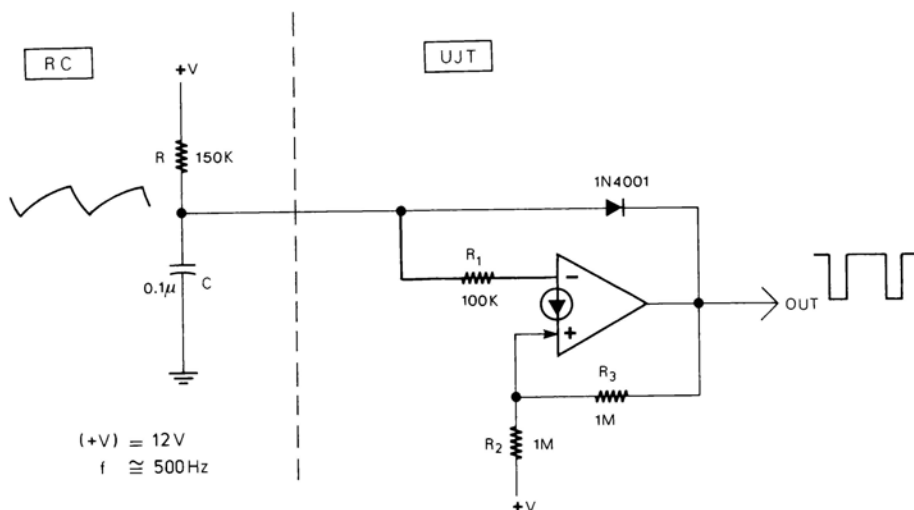



Figura 2-78

㊱ OSCILLATORE SINUSOIDALE

L'onda sinusoidale è molto utile in vari circuiti elettronici anche se è un po' difficoltosa da produrre specialmente se è necessaria una bassa distorsione. Un primo circuito per produrre onde sinusoidali è quello illustrato nello schema blocchi di fig. 2-79. Questo è composto da un'oscillatore ad onda quadra, per esempio da 400 Hz e da un filtro Passa Basso con una f_{CH} all'incirca uguale. L'onda quadra è un'onda formata dalla somma di una frequenza fondamentale sinusoidale con le sue armoniche dispari (3ª, 5ª, 7ª, ecc.). Il filtro Passa Basso sintonizzato sulla frequenza dell'onda quadra elimina o attenua fortemente tali armoniche fornendo in uscita un'onda

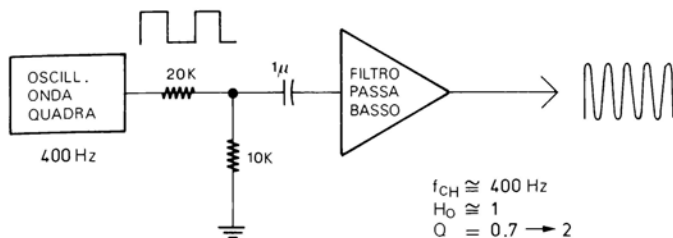



Figura 2-79

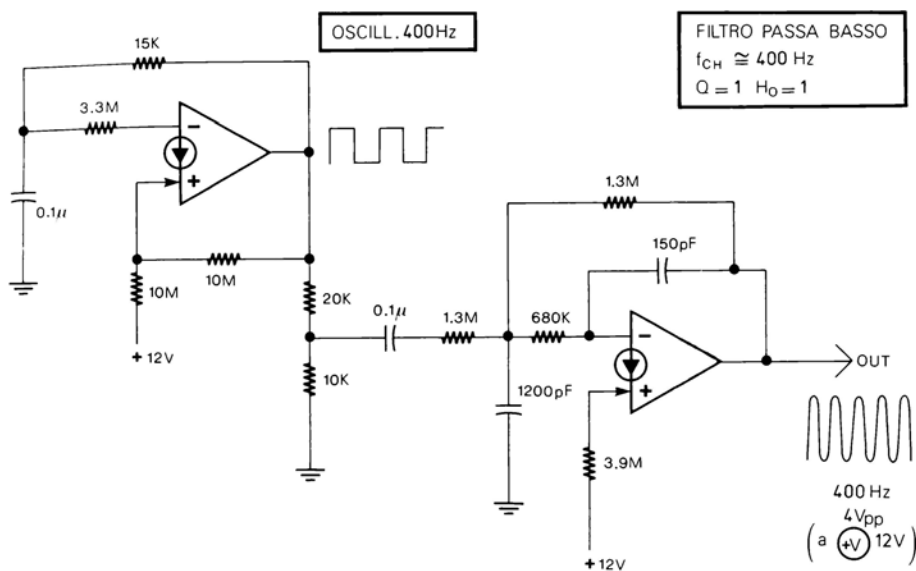



Figura 2-80

quasi sinusoidale. La fig. 2-80 mostra un esempio pratico di tale circuito. Le formule per l'oscillatore ad onda quadra sono al paragrafo 31, quelle per il filtro Passa Basso sono al paragrafo 23.

(37) OSCILLATORE SINUSOIDALE A SFASAMENTO

L'oscillatore di fig. 2-81 utilizza il principio dello sfasamento prodotto da tre celle RC. Nel caso dei valori indicati in fig. 2-81 si ha una frequenza di circa 75 Hz. L'ampiezza del segnale di uscita è pari a circa l'80% della tensione di alimentazione. I tre condensatori C_1, C_2, C_3, devono essere uguali; cambiando il valore di tali condensatori si possono ottenere differenti frequenze, alcune delle quali sono indicate nella tabella sempre in fig. 2-81.

C_{1-2-3} (μF)	f (Hz)
0.001	740
0.0022	333
0.0047	157
0.01	75
0.022	35
0.039	18
0.1	7

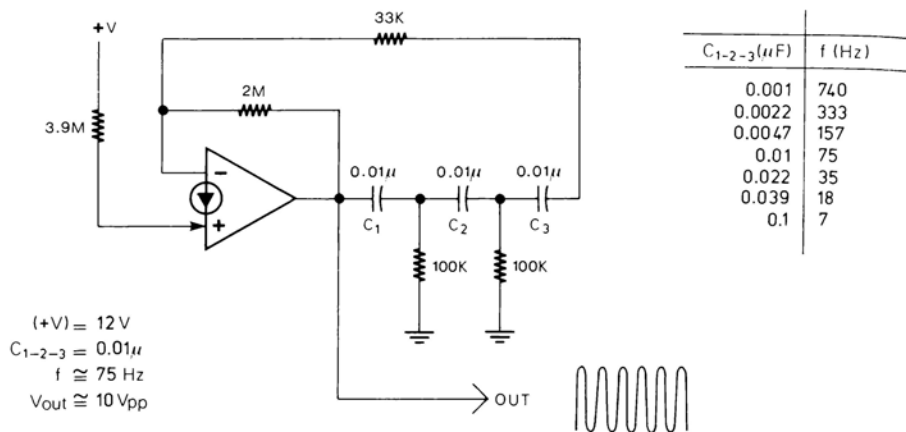



Figura 2-81

(38) OSCILLATORE SINUSOIDALE VARIABILE

Se occorre un'oscillatore sinusoidale la cui frequenza possa essere regolata tramite un trimmer o un potenziometro, si può utilizzare il circuito di fig. 2-82. Il rapporto tra la minima e la massima frequenza può essere superiore a 1:5. L'oscillatore può funzionare con tensioni tra 5 e 20 V e a frequenze fino a 5 kHz. L'ampiezza del segnale di uscita è circa l'80% di +V. I tre condensatori C_1, C_2, C_3, devono essere uguali e possibilmente al 5%; il loro valore dipende dalla frequenza richiesta e può essere scelto tra 0.001 μF e 10 μF. Usando tre condensatori da 0.033 μF come in fig. 2-82, si ottiene un'oscillatore regolabile tra 80 e 500 Hz.

(39) OSCILLATORE AD ONDA SINUSOIDALE, QUADRA, TRIANGOLARE

Il circuito di fig. 2-83 genera alle tre uscite tre differenti tipi di onde. Con i valori indicati in fig. 2-83 l'oscillatore ha una frequenza di circa 240 Hz. Le ampiezze dei segnali di uscita variano a seconda dell'onda. L'onda quadra ha un'ampiezza pari alla tensione di alimentazione meno circa 1.5 V. La triangolare si avvicina molto come ampiezza all'onda quadra, e, infine, l'onda sinusoidale arriva a circa il 60-70% del va-

lore della tensione di alimentazione. Si possono usare tensioni di alimentazione comprese tra 10 e 36 V. Cambiando il valore di C_1 e C_2 (che devono essere uguali) la frequenza può essere stabilita tra 10 Hz e 5 kHz. Nella stessa fig. 2-83 vi sono alcuni valori di C_1 e C_2 per diverse frequenze. Anche R_1, R_2, R_3, R_4, possono essere modificate, purchè R_1 sia uguale a R_3 ed R_2 e R_4 siano il doppio di R_1 ed R_3.

Figura 2-82

(+V) = 12 V
f ≅ 240 Hz
11 Vpp
10 Vpp
7 Vpp

C_1-C_2 (μF)	f (Hz)
470 pF	4100
0.0022μ	930
0.01	240
0.033	75
0.1	24

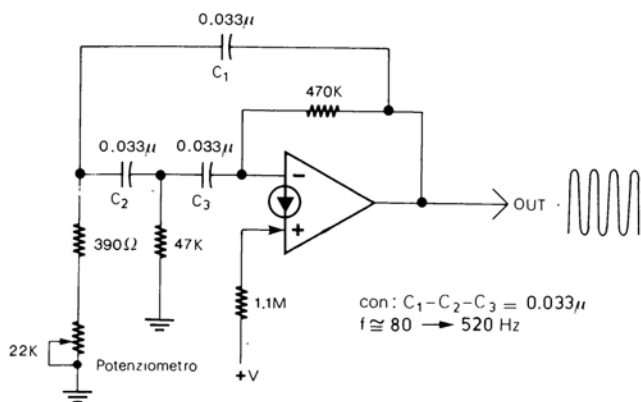
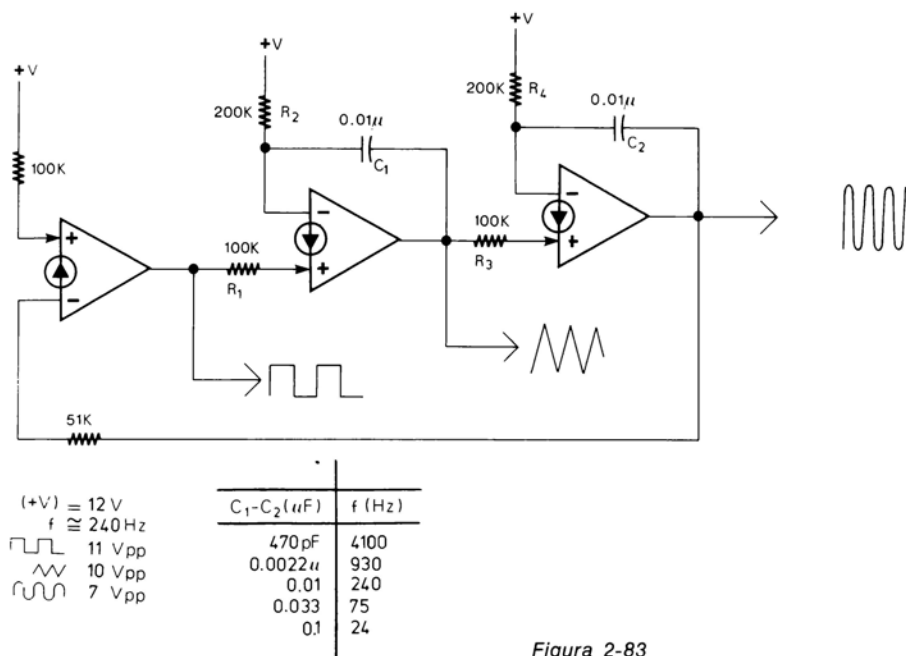



Figura 2-83

I condensatori e le resistenze devono essere al 5%. L'onda sinusoidale prodotta da questo semplice circuito è piuttosto buona, come anche la stabilità della frequenza rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione.

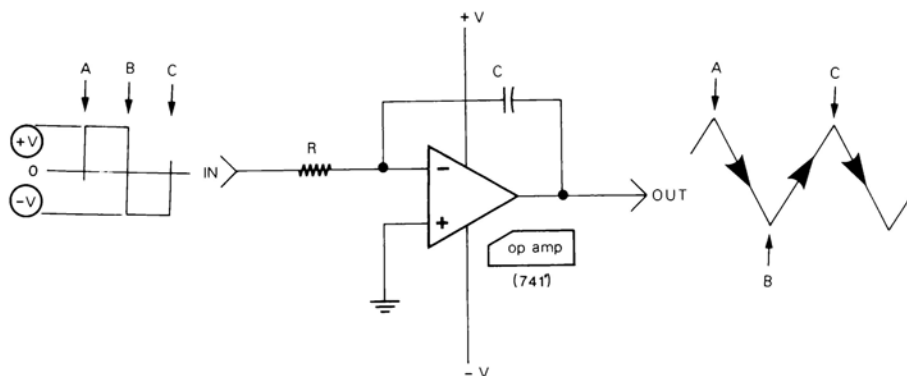



Figura 2-84

(40) INTEGRATORE

La fig. 2-84 mostra il funzionamento di un'integratore realizzato con un amplificatore operazionale con doppia tensione di alimentazione. Con una tensione positiva all'ingresso la tensione di uscita scende costantemente verso la tensione negativa con una velocità che dipende dal valore di R e C.

Con una tensione negativa all'ingresso, V_o torna a salire verso la tensione positiva con la stessa velocità. La velocità delle rampe di uscita dipende anche dal valore delle tensioni di ingresso. L'integratore con CDA (fig. 2-85), ad alimentazione singola,

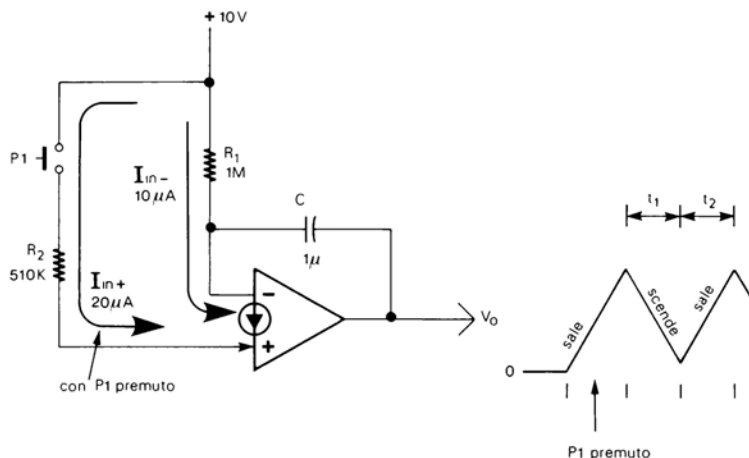



Figura 2-85

ha un funzionamento diverso. La tensione di uscita tende a salire se la corrente all'ingresso + è maggiore della corrente all'ingresso −. Come si vede nel circuito di fig. 2-85 all'ingresso − scorre una corrente di 10 μA e perciò V_o tende a scendere, ma premendo P_1, all'ingresso + entra una corrente di 20 μA per cui la tensione di uscita tenderà a salire. Maggiore è la differenza tra la corrente all'ingresso + e quella all'ingresso −, e maggiore sarà la velocità di salita della tensione di uscita. Tale velocità dipende anche dal valore di C. La fig. 2-86 mostra il caso inverso rispetto a quello di fig. 2-85, infatti premendo P_1 la corrente all'ingresso − è maggiore perciò V_o scende fino alla tensione minima. Rilasciando P_1 la tensione è maggiore all'ingresso + per cui V_o risale fino a circa la tensione di alimentazione. Con i valori indicati in fig. 2-85 e 2-86, il tempo di salita e di discesa delle rampe è di circa un secondo. Per rivelare il salire e lo scendere di V_o si può collegare all'uscita dei due circuiti un'oscilloscopio o un voltometro. Nel circuito di fig. 2-85 con $R_1=2R_2$ e nel circuito di fig. 2-86, con $R_2 = 2R_1$ le velocità di salita e di discesa sono circa uguali. Variando i valori delle due resistenze si possono ottenere diversi tempi di salita e di discesa. I circuiti integratori come si può intuire sono utili per generare rampe, onde triangolari o a denti di sega.

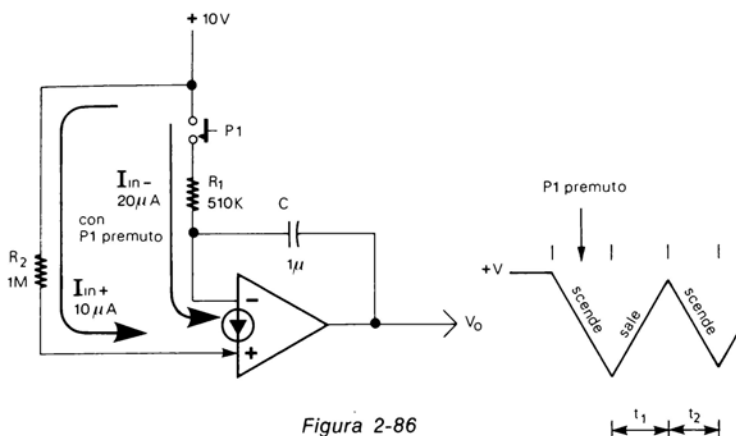



Figura 2-86

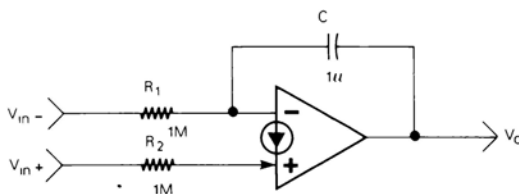



Figura 2-87

(41) INTEGRATORE DIFFERENZIALE

Partendo dai circuiti precedenti si può realizzare un'integratore differenziale come quello visibile in fig. 2-87. In questo circuito V_o sale se V_{in+} è maggiore di V_{in-}, e

scende nel caso opposto. La velocità di salita o di discesa è maggiore quanto maggiore è la differenza tra le due tensioni.

Il circuito può essere utile per generare segnali, per avere l'integrale della differenze tra due tensioni o due segnali, ecc. Il condensatore C può avere vari valori a seconda della rapidità di integrazione richiesta dal circuito. Le tensioni di ingresso devono essere di almeno 0.5 V.

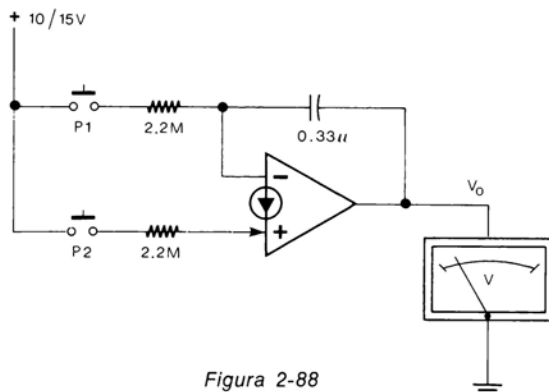



Figura 2-88

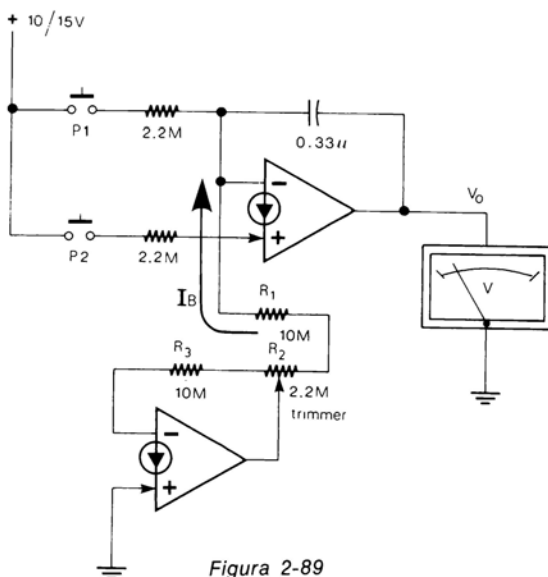



Figura 2-89

(42) DERIVA DELLA TENSIONE DI USCITA

Il circuito di fig. 2-88 è un'integratore lento. Premendo a scatti uno o l'altro dei due pulsanti P_1 e P_2, si può ottenere una tensione V_o di circa 5-10 V che può essere

verificata con un voltometro collegato all'uscita. Con i due pulsanti rilasciati non entra corrente in nessuno dei due ingressi, per cui la tensione di uscita dovrebbe rimanere la stessa che si è stabilita premendo i pulsanti. In realtà la tensione di uscita tenderà a salire molto lentamente verso il massimo. Tale fenomeno detto Drift (deriva) è causato dalla corrente di sbilanciamento di ingresso (Input Bias Current I_B) che è di almeno 30 nA. I 4 CDA di un LM3900 hanno caratteristiche appaiate, utilizzando perciò, un secondo CDA dello stesso contenitore si può realizzare un circuito che produca una corrente di correzione. Tale circuito è visibile in fig. 2-89 già collegato all'integratore di fig. 2-88 ed è composto oltre che dal CDA, da due resistenze ed un trimmer. Premendo i pulsanti si può ottenere di nuovo una V_o di circa 5-10 V. Quindi regolando il trimmer si può fare in modo che la tensione di uscita non si sposti da un determinato valore, vale a dire che la lancetta del voltometro sia più ferma possibile. Con il trimmer R_2 si può regolare la corrente di compensazione per ottenere una deriva più bassa possibile. Tuttavia utilizzando nel circuito le sole due resistenze da 10 MΩ (fig. 2-90) si può già ottenere la riduzione di I_B a circa un decimo. La compensazione di I_B può essere necessaria in molti circuiti come: integratori lenti, circuiti campionatori (Sample-Hold), ecc. dove tale corrente influenza notevolmente il funzionamento.

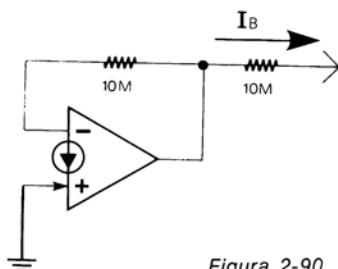



Figura 2-90

(43) OSCILLATORE AD ONDA TRIANGOLARE E QUADRA

Aggiungendo ad un'integratore un trigger di Schmitt si può realizzare un'oscillatore ad onda triangolare e quadra con una massima frequenza di oltre 5 kHz. Il circuito di tale oscillatore è in fig. 2-91. Con l'uscita del trigger a O non passa corrente attraverso R_2 ma solo attraverso R_1, di conseguenza la tensione di uscita dell'integratore scende, arrivata a circa il 20% di +V l'uscita del trigger passa alla massima tensione e attraverso R_2 scorre una corrente doppia che attraverso R_1, per cui la tensione di uscita dell'integratore torna a salire. A circa l'80% di +V l'uscita del trigger ritorna a O ed il ciclo si ripete. Con i valori indicati in fig. 2-91 la frequenza è di circa 80 Hz, con un'ampiezza dell'onda triangolare pari a circa il 60% di +V.

Per ottenere un'onda triangolare con maggiore simmetria, si può sostituire R_2 con una resistenza ed un trimmer (fig. 2-92); volendo modificare anche la frequenza si può sostituire anche R_1 con una resistenza ed un trimmer. Con:

$$R_1 = 2R_2 \ (R_1 > R_2!)$$
$$R_3 = 100K$$
$$R_4 = 470K$$
$$R_5 = 150K$$

la frequenza è circa uguale a:

$$f \cong \frac{0.8}{R_1 C_1} \tag{2-65}$$

(+V) = 20 V
f ≅ 80 Hz
12 Vpp
18 Vpp

C_1	f (Hz)
470 pF	1550
0.001μ	800
0.0033μ	240
0.01μ	80
0.033μ	25
0.1μ	8

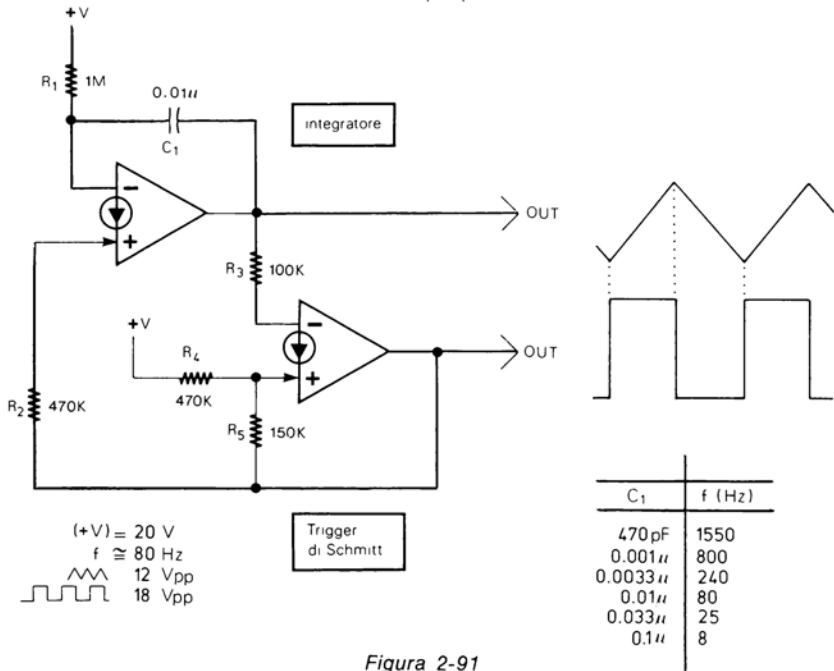
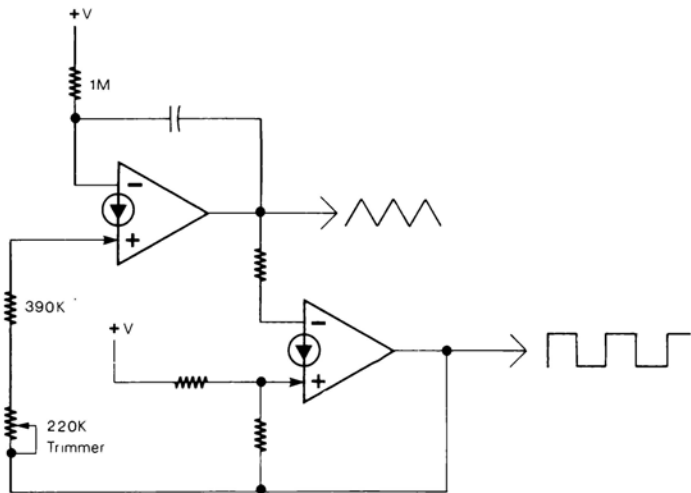



Figura 2-91

Figura 2-92

Il condensatore C_1 può avere valori compresi tra meno di 500 pF e oltre 10 μF. In fig. 2-91 vi è anche una tabella con alcuni valori di frequenza a seconda del condensatore usato. L'uscita triangolare si può convertire in un'onda sinusoidale di discreta qualità aggiungendo all'uscita il circuito di fig. 2-93. Con i valori di R_1, R_2, R_3, R_4 ed R_5 indicati in fig. 2-91, con i valori di R_6, R_7, R_8 e C_{in} indicati in fig. 2-93, è sufficiente che

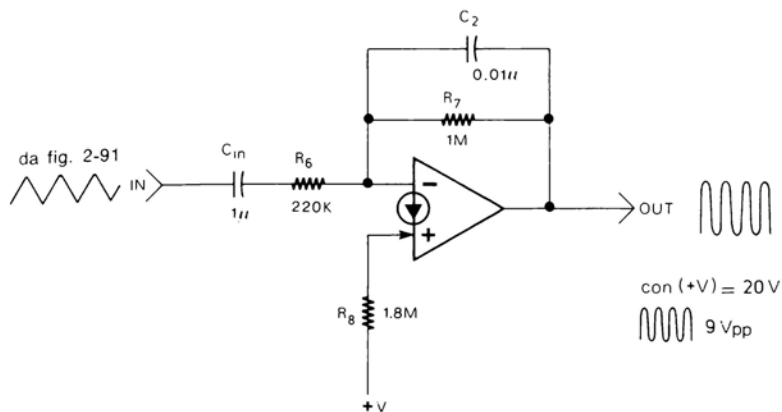



Figura 2-93

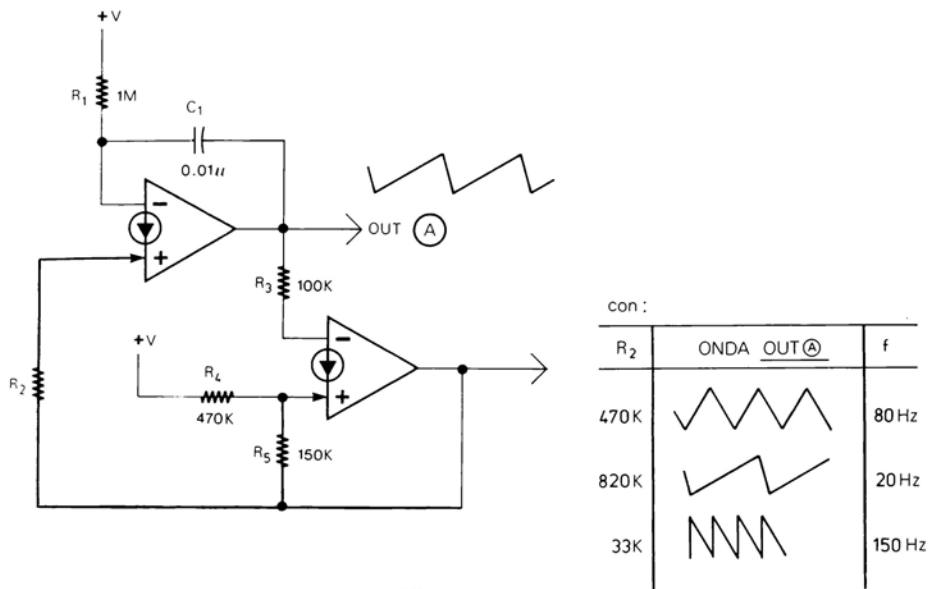



Figura 2-94

il condensatore C_2 (fig. 2-93) sia uguale al condensatore C_1 (fig. 2-91) per avere un'onda sinusoidale con ampiezza pari al 40 -50% di +V. Naturalmente occorre che l'onda triangolare sia simmetrica ed abbia una frequenza fissa con un valore minimo di circa 5 Hz.

(44) GENERATORI DI RAMPE PER OSCILLATORI A DENTE DI SEGA

Modificando nel circuito di fig. 2-91 il valore della resistenza R_2, come in fig. 2-94, invece di onde triangolari si possono ottenere delle onde a dente di sega. Come si vede dalla tabella sempre in fig. 2-94, con R_2 circa la metà di R_1, si ha un'onda triangolare di 80 Hz. Con R_2 poco inferiore a R_1 si ha sempre all'uscita dell'integratore un'onda a dente di sega di circa 20 Hz con rampe in salita. Con una R_2 molto inferiore a R_1 si ha un'onda a dente di sega di circa 150 Hz con rampe in discesa. L'ampiezza di tali onde è sempre di circa il 60% di +V, la frequenza, invece, non può essere più calcolata con la formula (2-65). Con un CDA si possono realizzare due tipi di generatore di rampe da utilizzare in oscillatori a dente di sega o in altre applicazioni. Il circuito di fig. 2-95 può generare delle rampe negative (in discesa) la cui velocità dipende dal

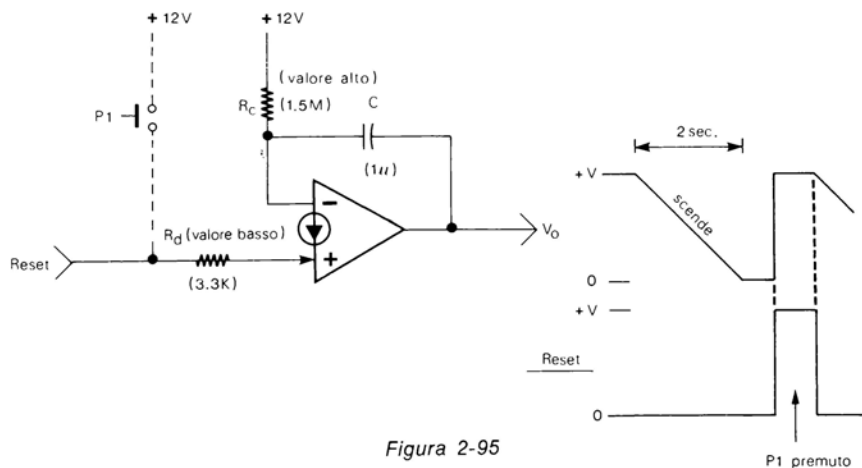



Figura 2-95

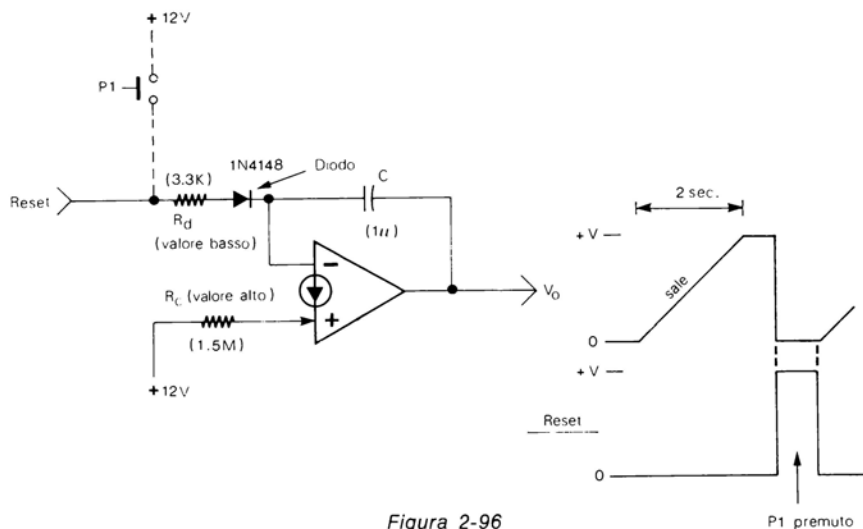



Figura 2-96

valore della resistenza Rc e del condensatore C. All'ingresso + vi è una resistenza Rd di alcune migliaia di Ohm. Collegando a tale resistenza una tensione positiva, per esempio tramite un pulsante connesso a +V (fig. 2-95), la rampa può essere resettata in qualsiasi momento. Il circuito di fig. 2-96 è l'inverso di quello precedente, vale a dire che produce delle rampe positive (in salita) e quando viene azzerato, la tensione di uscita scende velocemente a 0. Con i valori di Rd, Rc e C indicati nelle due figure, le rampe hanno un tempo di discesa nel primo circuito e di salita nell'altro pari a circa due secondi; usando altri valori si possono ottenere differenti velocità. Notare nel circuito di fig. 2-96 che la resistenza Rd non è collegata direttamente all'ingresso ma tramite un diodo.

C	fmin → fmax
330pf	10 → 2100 Hz
0.001 μ	4 → 750
0.0033 μ	1 → 220
0.01 μ	0.5 → 80
0.033 μ	0.2 → 24

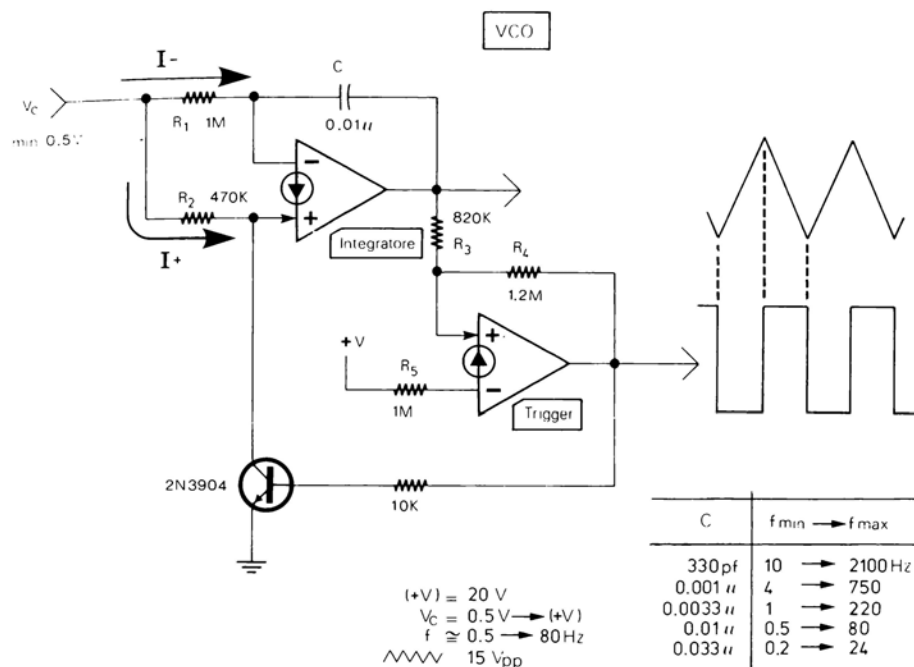



Figura 2-97

(45) OSCILLATORE CONTROLLATO IN TENSIONE (VCO)

L'oscillatore controllato in tensione di fig. 2-97 ha un funzionamento simile all'oscillatore ad onda triangolare di fig. 2-91. Con una tensione (V_c) all'ingresso, attraverso R_2 passa una corrente (I+) superiore a quella che passa attraverso R_1 (I−), per cui la tensione di uscita dell'integratore sale.

Arrivata a circa l'80% di +V l'uscita del trigger passa alla massima tensione e aziona il transistore che cortocircuita verso massa tutta la corrente I+. A causa di ciò

l'integratore riceve solo la I— per cui la tensione di uscita torna a scendere finchè quando arriva a circa il 20% di +V l'uscita del trigger scatta di nuovo a 0 ed il transistore non cortocircuita la I+ che ritorna a scorrere all'ingresso positivo del CDA integratore. La frequenza di uscita dipende dalla tensione V_c che determina il valore di I+ e I—. Tale tensione di controllo V_c deve avere un valore minimo di 0.5V e può avere un valore massimo anche superiore alla tensione di alimentazione +V. Il circuito può funzionare con un'alimentazione tra 6 e 36 V. L'ampiezza dell'onda triangolare di uscita è pari a circa il 60-70% di +V. L'oscillatore può avere una frequenza massima anche di 10 kHz a seconda del valore di R_1, R_2, C, e V_c. Nella fig. 2-97 sono indicati alcuni valori di frequenza usando C diversi.

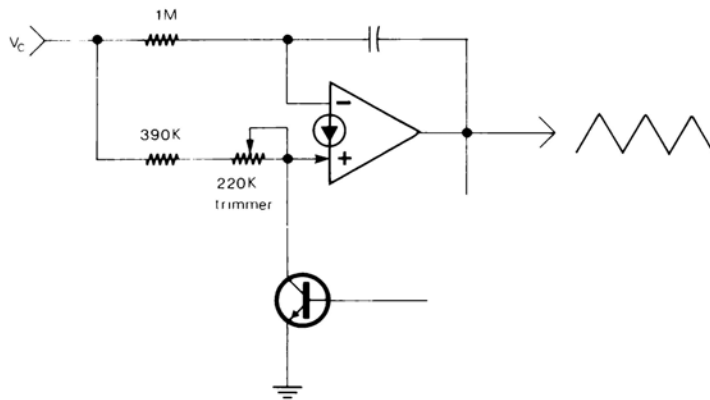



Figura 2-98

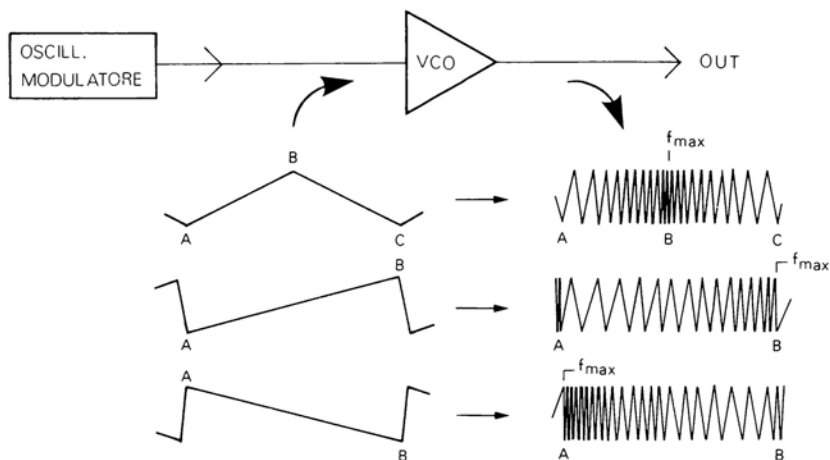



Figura 2-99

La simmetria dell'onda triangolare di uscita dipende dal valore di R_1 e R_2. Con R_1 uguale al doppio di R_2 si ha un'onda simmetrica. Per regolare la simmetria stessa si può sostituire R_2 con una resistenza ed un trimmer (fig. 2-98).

(46) VCO MODULATO

Un VCO può essere modulato da un secondo oscillatore, per esempio ad onda triangolare, a dente di sega, sinusoidale, ecc. In fig. 2-99 sono visibili gli effetti di tre tipi di modulazione. L'oscillatore che modula il VCO deve avere, naturalmente, una frequenza molto inferiore al VCO stesso. L'onda, per esempio triangolare, che modula il VCO ha un'escursione che va da una tensione bassa ad una elevata; alla tensione più elevata il VCO ha la frequenza più alta, alla tensione più bassa la frequenza è inferiore. La fig. 2-100 mostra un esempio pratico di VCO modulato da un'onda a dente di sega di 25 Hz. Sia la frequenza modulatrice che la frequenza modulata dal VCO possono essere visualizzate su un'oscilloscopio a doppia traccia.

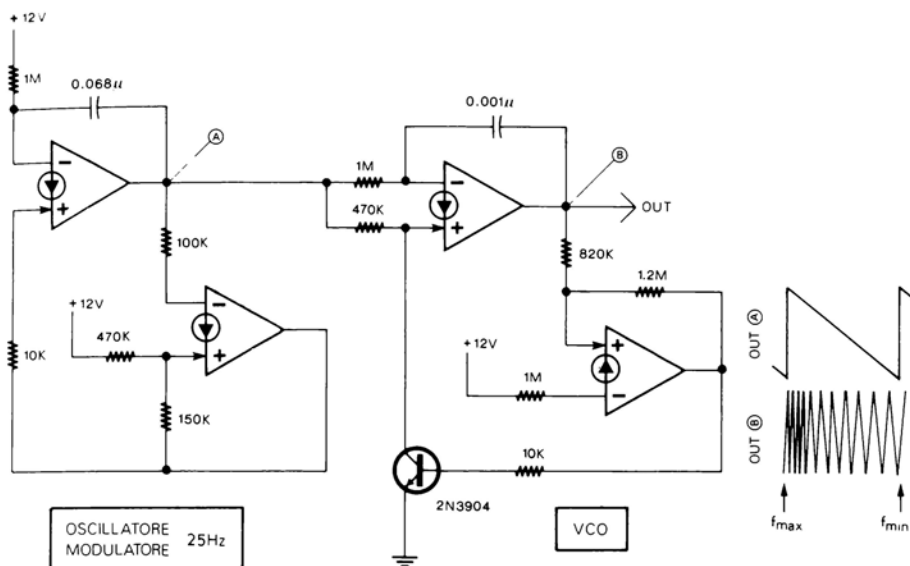



Figura 2-100

(47) CIRCUITI GENERATORI A GRADINI

Una rampa oltre che lineare può essere anche formata da gradini di uguale ampiezza. Una rampa del genere può essere utile quando occorra, per esempio una tensione a rampa ed anche un'uscita che fornisca un numero di impulsi proporzionale all'ampiezza della rampa stessa, impulsi che possono essere diretti ad esempio ad un contatore. Il generatore a gradini è essenzialmente un'integratore che invece di ri-

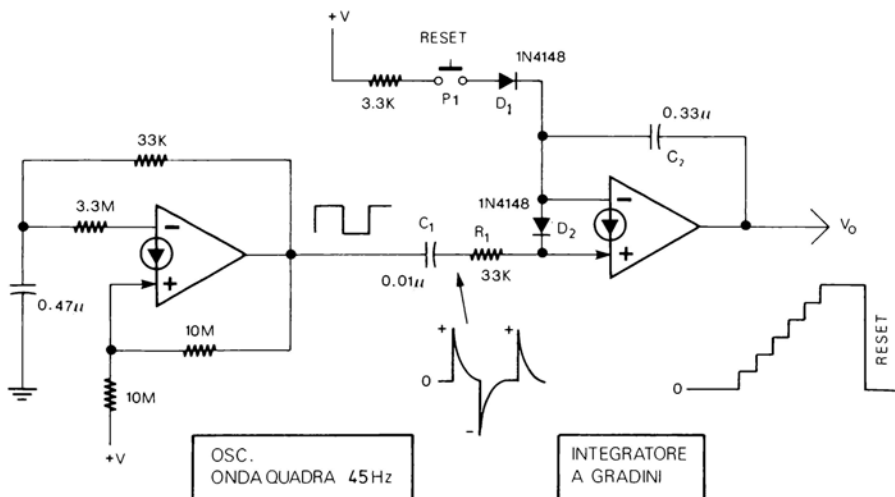



Figura 2-101

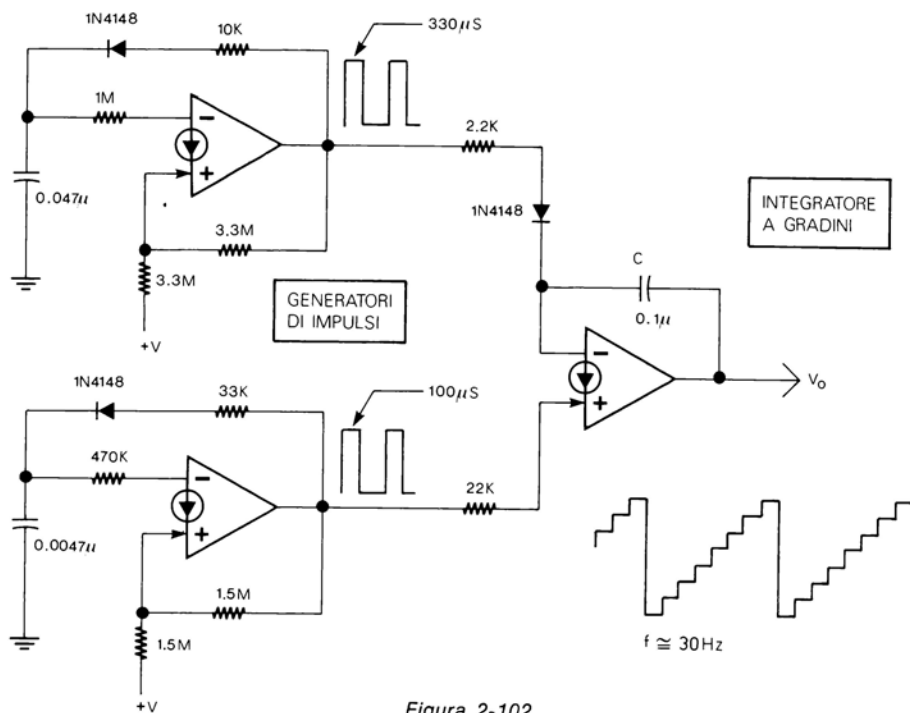



Figura 2-102

cevere una tensione continua riceve una serie di impulsi di uguale ampiezza e durata. Ad ogni impulso la tensione di uscita aumenta di un gradino. La fig. 2-101 mostra un circuito che realizza tale funzione. L'oscillatore di sinistra genera un'onda quadra che viene trasformata in impulsi da C_1 ed R_1. Durante il fronte di salita dell'onda quadra il condensatore C_2 riceve un impulso che lo carica di un gradino di tensione attraverso l'ingresso –. La tensione di C_2 sale di un altro gradino quando riceve un secondo impulso di corrente, attraverso D_2 durante il fronte di discesa dell'onda quadra. Se all'ingresso invece di un'oscillatore ad onda quadra si usa un generatore di impulsi, C_1 può essere eliminato come anche D_2 che non serve più mancando gli impulsi negativi prodotti da C_1. Il pulsante P_1 permette di azzerare l'integratore.

(48) GENERATORE DI RAMPE A GRADINI

A partire dall'integratore a gradini di fig. 2-101 si può realizzare un generatore di rampe sempre a gradini come visibile in fig. 2-102. Un generatore di impulsi da 100 µs carica a gradini il condensatore C, un secondo generatore di impulsi da 330 µs collegato all'ingresso – dell'integratore, scarica periodicamente e velocemente il condensatore. Il risultato è una serie di rampe a gradini con una frequenza di circa 30 Hz con i valori indicati, valori che possono essere cambiati per differenti esigenze.

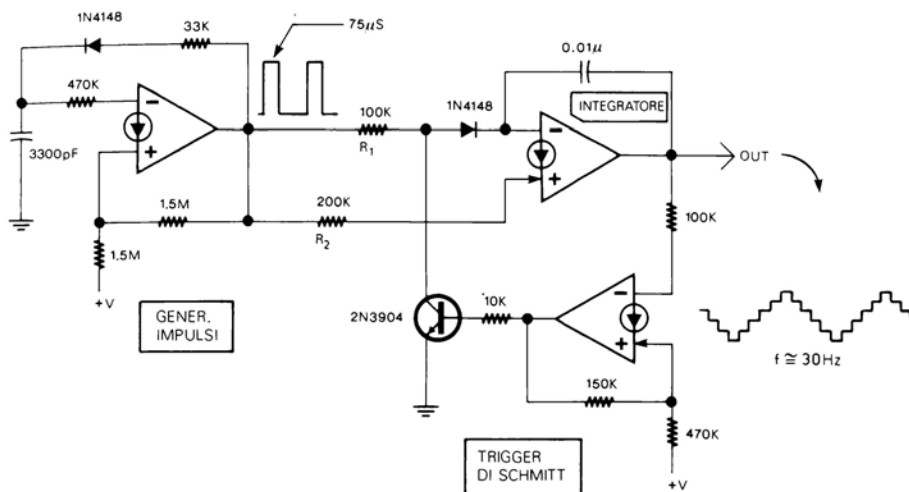



Figura 2-103

(49) GENERATORE DI ONDE TRIANGOLARI A GRADINI

Oltre che delle rampe è possibile generare delle onde triangolari a gradini. Il circuito relativo è in fig. 2-103. In questo circuito il generatore a sinistra invia i suoi impulsi periodicamente all'ingresso+ o ad entrambi gli ingressi dell'integratore che for-

nisce in uscita delle rampe a gradini in salita e in discesa. L'alternanza è regolata dal trigger di Schmitt e dal transistore. Nel circuito R_1 deve essere la metà di R_2. Con i valori indicati la frequenza è di circa 30 Hz.

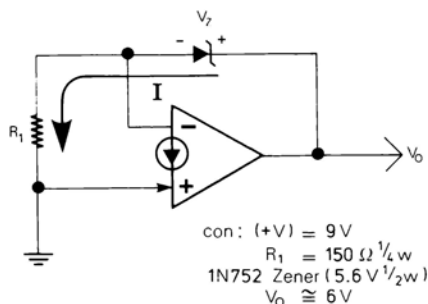



Figura 2-104

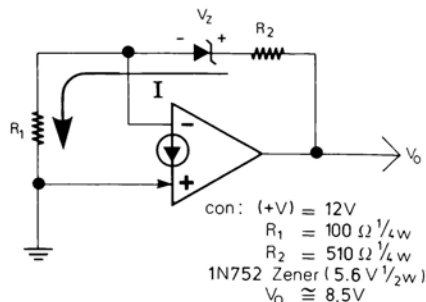



Figura 2-105

(50) ALIMENTATORI CON CDA

Con l'aggiunta di una resistenza e di un diodo Zener (fig. 2-104) il CDA può fornire una tensione di uscita fissa con una corrente di 10-15 mA, più che sufficiente, quindi, per l'uso come tensione di riferimento o per alimentare circuiti a basso consumo. La tensione di uscita V_o, fornita dal circuito di fig. 2-104 è circa uguale a:

$$V_o = V_z + V_{BE} \quad (2\text{-}66)$$

dove V_{BE} è pari a circa 0.5 V. La resistenza R_1 può essere, invece, calcolata con la formula:

$$R_1 = \frac{V_{BE}}{I} \quad (2\text{-}67)$$

dove I è la corrente che passa attraverso resistenza e Zener, corrente che con uno Zener da ½ W può essere stabilita intorno a 5 mA. Naturalmente la tensione di alimentazione del circuito (+V) deve essere almeno un paio di Volt superiore alla tensione di uscita (V_o).

(51) COMPENSAZIONE DI TEMPERATURA

Per compensare il coefficiente positivo degli Zener (o anche per aggiustarne la tensione al valore richiesto) si usa aggiungere in serie allo Zener un certo numero di diodi al silicio. La tensione V_{BE} ha un coefficiente di temperatura negativo di circa −2.2 mV/°C. Aggiungendo al circuito una resistenza (R_2) fig. 2-105, si può aggiungere in serie allo Zener un certo numero di V_{BE} appunto come se si aggiungessero dei

diodi. Il numero (N) di tali V_{BE} (che va scelto in base alla compensazione richiesta) dipende dal rapporto tra R_1 ed R_2 e può essere calcolato con la formula:

$$N = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (2\text{-}68)$$

R_1 va calcolata precedentemente con la formula (2-67). Naturalmente la tensione di uscita V_o sarà uguale a:

$$V_o = V_z + (N \cdot V_{BE}) \qquad (2\text{-}69)$$

Alla V_o così calcolata vanno aggiunti un paio di Volt per ottenere la tensione di alimentazione minima necessaria. Se non occorre una tensione compensata in temperatura il circuito può essere ugualmente utile per ottenere una sorta di «Zener regolabile» utile come tensione di riferimento o altro. In fig. 2-106, per esempio, si vede un circuito che fornisce una tensione di 10 V (regolabile con il trimmer) a partire da uno Zener da 9 V.

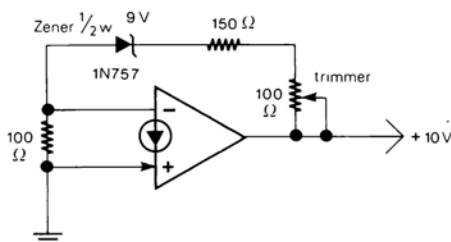



Figura 2-106

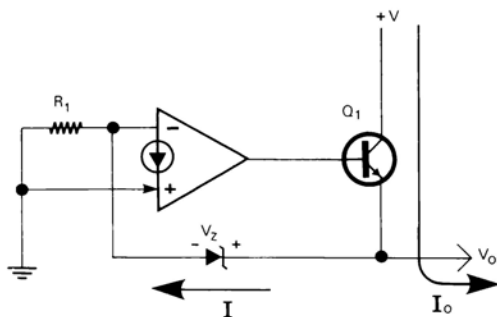



Figura 2-107

(52) ALTA CORRENTE DI USCITA

Per aumentare la corrente di uscita, altrimenti limitata a poco più di 10 mA, si può aggiungere in uscita un transistore, come nel circuito di fig. 2-107. In tal modo si può ottenere un vero e proprio alimentatore a tensione fissa.

V_o ed R_1 possono essere calcolate di nuovo con le formule (2-66) e (2-67). Lo stesso vale per la tensione di alimentazione che dovrà essere anche adesso uguale a V_o più due-tre Volt. La massima corrente di uscita (I_o) fornita dal circuito può essere calcolata moltiplicando la massima corrente fornita dal CDA (circa 10 mA) per il fattore β del transistore secondo la formula:

$$I_{o\,max\,(mA)} \cong \beta \times 10 \qquad (2\text{-}70)$$

Con un β, per esempio, di 50 la massima corrente di uscita sarà intorno a 500 mA. Naturalmente la corrente di uscita in pratica non dovrà superare la massima corrente di collettore del transistore usato. Anche al circuito di fig. 2-107 può essere aggiunta la compensazione di temperatura per il diodo Zener. Il circuito relativo è in fig. 2-108. Naturalmente in questo secondo caso V_o va calcolata con le formule (2-68) e (2-69), R_1, invece, si calcola sempre con la (2-67). In entrambe i circuiti (fig. 2-107 e 2-108) si può usare un darlington al posto del transistore per ottenere più elevate correnti di uscita. Le formule da usare sono le stesse indicate per i due circuiti; la tensione di alimentazione, invece, dovrà essere in questo caso, almeno tre-quattro Volt maggiore di V_o. Tra l'uscita del CDA e la base del darlington è bene porre una resistenza di un centinaio di Ω.

Se necessario utilizzare un dissipatore per Q1.

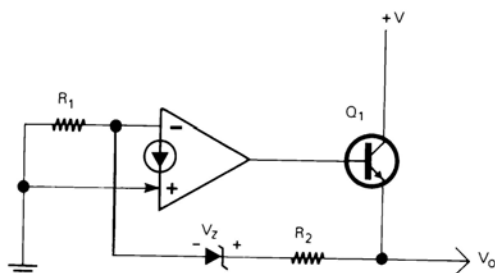



Figura 2-108

(53) ALIMENTATORI REGOLABILI

Utilizzando due CDA, uno per la tensione di riferimento V_{ref} e uno come comparatore, si può realizzare un'alimentatore con tensione di uscita regolabile, come quello di fig. 2-109 che può fornire una tensione tra 5 e 15 V e una corrente superiore a 500 mA. I valori del circuito che fornisce la tensione di riferimento sono stati scelti usando le formule già esposte nei paragrafi 50 e 51. La V_{ref} è di circa 10 V.

Il secondo CDA confronta la tensione di riferimento inviata al suo ingresso + con la tensione di uscita inviata al suo ingresso - e fornisce in uscita una corrente adeguata che pilota il transistore. In pratica il secondo CDA fa da comparatore alle due correnti I_{in+} e I_{in-} che le due tensioni anzidette fanno scorrere attraverso R_1 e R_2+R_3. Se R_1 è uguale a R_2+R_3 il circuito fornirà una tensione di uscita uguale a V_{ref}. Se R_2+R_3 ha un valore superiore a R_1, la tensione di uscita sarà superiore a V_{ref}. Infine, se R_2+R_3 ha

un valore inferiore a R_1, la tensione di uscita sarà inferiore a V_{ref}. Per calcolare la tensione di uscita V_o a partire dalle resistenze e dal V_{ref}, si può usare la formula:

$$V_o = \frac{R_2 + R_3}{R_1} \cdot V_{ref} \qquad (2\text{-}71)$$

Sostituendo alla formula i valori di fig. 2-109, prima con il potenziometro alla minima resistenza (R_3 = 0 Ω), poi con il potenziometro alla massima resistenza (R_3 = 100 kΩ), si possono ottenere la V_o minima (5V) e la V_o massima (15V). La corrente di uscita I_o dipende anche in questo caso dal β del transistore usato per la corrente di uscita del CDA (10 mA). La R_1 può essere sostituita con una resistenza ed un trimmer se occorre regolare con precisione la corrente di riferimento I_{in+}. Se è sufficiente avere una V_o fissa si può eliminare R_3 ed usare solo una R_1 di valore adeguato.

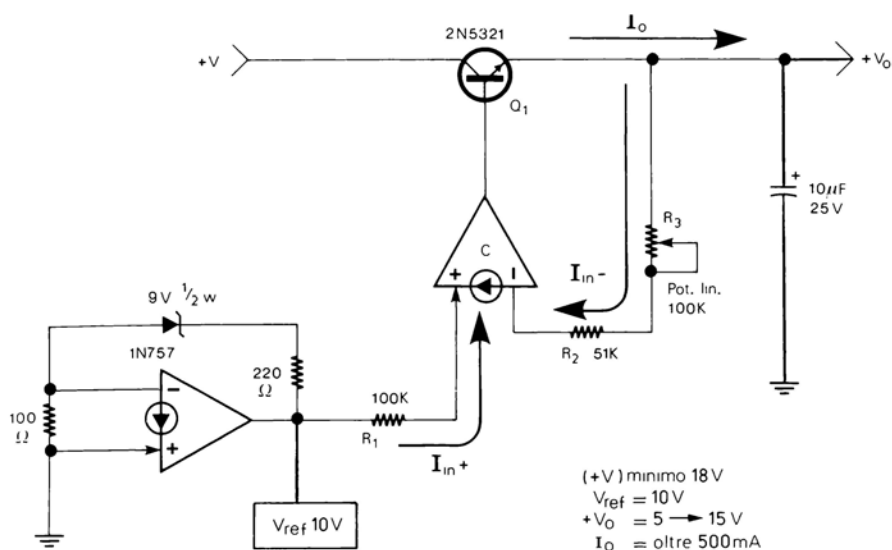



Figura 2-109

(54) GENERATORI DI CORRENTE FISSI

I generatori di corrente possono essere di due tipi. In fig. 2-110 vi è un generatore di corrente «Sink», in questo tipo di circuito il carico R_L è posto tra l'uscita e +V. La corrente fissa prodotta (I_o) dipende dalla resistenza R_1 e dalla V_{BE} (circa 0.5V) dell'ingresso -, e può essere calcolata con la formula:

$$I_o \cong \frac{0.5\,V}{R_1} \qquad (2\text{-}72)$$

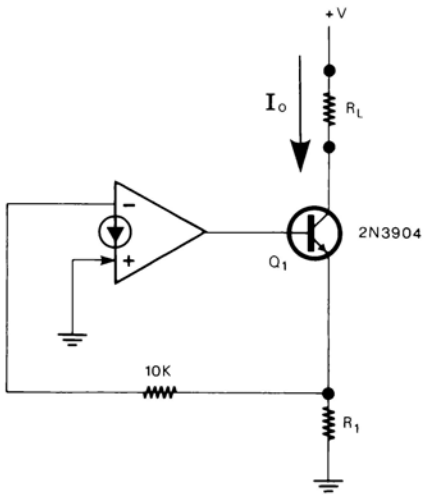



Figura 2-110

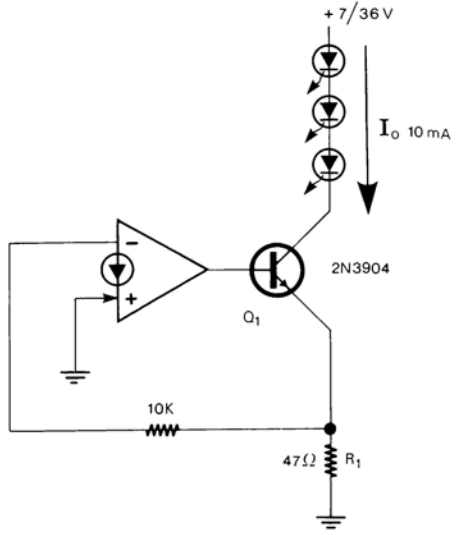



Figura 2-111

La corrente massima fornita dal transistore dipende anche qui dal β per i 10 mA del CDA. Se occorre una corrente più elevata in questo o nei prossimi circuiti, si può usare un transistore di potenza o un darlington.

La fig. 2-111 mostra un'applicazione pratica dove il circuito precedente è utilizzato

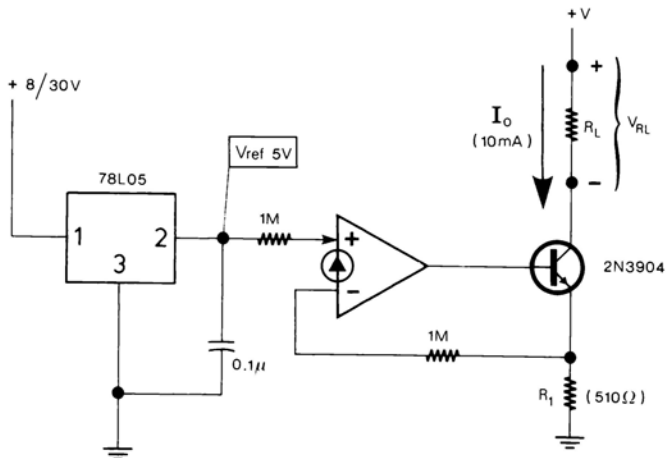



Figura 2-112

per fornire una corrente costante di circa 10 mA a tre o più LED in serie, LED che collegati direttamente ad una tensione potrebbero venire distrutti. Con tre LED il circuito può essere alimentato con tensioni tra 7 e 36 V senza danno per i LED stessi. Poichè il circuito di fig. 2-110 ha come tensione di riferimento la VBE che ha un coefficiente di temperatura negativo, anche la corrente di uscita I_o ne viene influenzata. Si può, perciò, usare una tensione di riferimento esterna come nel circuito di fig. 2-112 che utilizza un regolatore di tensione fisso a tre terminali tipo 78L05 da 5V. Oltre a questo regolatore se ne possono utilizzare anche altri più stabili o con diverse tensioni di uscita. Con il 78L05 (per la configurazione dei terminali vedere capitolo 3) la corrente di uscita è uguale a:

$$I_o = \frac{5\,V}{R_1} \qquad (2\text{-}73)$$

+V, invece, deve essere compreso tra 8 e 30V e deve avere un valore minimo di:

$$(+V)_{min} = V_{ref} + V_{RL} \qquad (2\text{-}74)$$

dove V_{RL} è la tensione ai capi del carico (R_L):

$$V_{RL} = I_o \cdot R_L \qquad (2\text{-}75)$$

Le due resistenze da 1 MΩ è bene siano per maggiore precisione all'1% oppure al 5% ma con una delle due regolabile con un trimmer in serie.

La fig. 2-113 mostra un generatore di corrente di tipo «Source», in questo circuito il carico (R_L) è posto tra l'uscita e la massa. La tensione di alimentazione deve essere stabile poichè influenza la corrente di uscita. Nel circuito di fig. 2-113 con un'alimen-

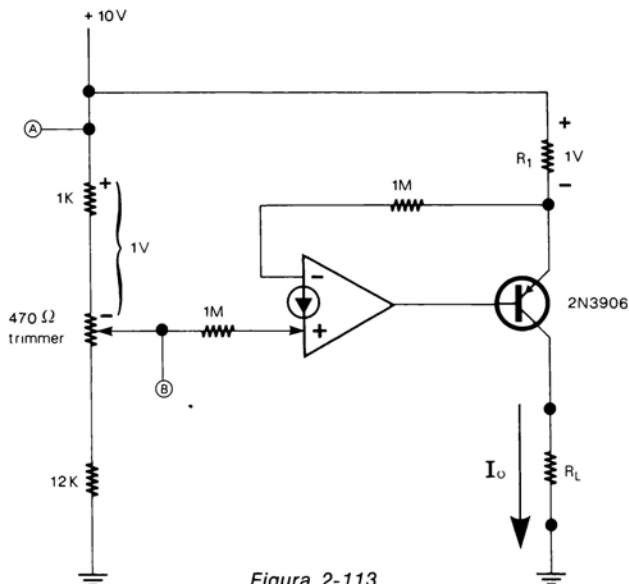



Figura 2-113

tazione di 10V il trimmer va regolato in modo che la tensione fra il punto Ⓐ ed il punto Ⓑ sia di 1V.

La corrente di uscita del circuito è uguale a:

$$I_o \cong \frac{1V}{R_1} \qquad (2\text{-}76)$$

Il transistore usato è PNP; la massima corrente in questo circuito è circa uguale al β dello stesso.

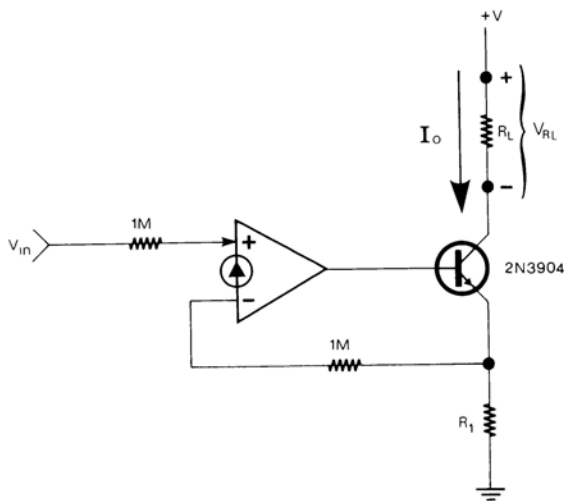



Figura 2-114

⑤⑤ GENERATORE DI CORRENTE CONTROLLATO IN TENSIONE

Il circuito di fig. 2-114 è un generatore (di tipo Sink) che fornisce una corrente di uscita I_o proporzionale alla tensione di ingresso V_{in}, tale corrente può essere calcolata con la formula:

$$I_o = \frac{V_{in}}{R_1} \qquad (2\text{-}77)$$

Le due resistenze da 1 MΩ è preferibile siano all'1%. La tensione di ingresso minima deve essere di 0.5V. La tensione di alimentazione +V deve essere uguale a V_{RL} più la tensione di ingresso V_{in} massima che si prevede verrà utilizzata.

⑤⑥ COMPARATORI DI TENSIONE

I CDA possono essere usati in molte applicazioni come comparatori di tensione. Un esempio di comparatore è in fig. 2-115. Le due resistenze da 1 MΩ convertono le tensioni di ingresso in due correnti I- e I+ che il CDA provvede a confrontare. All'ingresso - è collegata una tensione di riferimento (V_{ref}).

Quando la tensione all'ingresso + supera la tensione all'ingresso -, l'uscita sale alla massima tensione (circa +V meno 1V). Naturalmente in questo come negli altri

comparatori la tensione di riferimento può essere collegata all'ingresso + e la tensione di ingresso (V_{in}) all'ingresso -. In questo caso V_o sarà normalmente alla massima tensione, mentre quando V_{in} supererà V_{ref} V_o scenderà a 0. Le tensioni di ingresso, che devono essere entrambe positive e di almeno 0.5 V, possono avere un valore anche superiore a +V (per esempio 50 V), purchè le due resistenze siano dimensionate in modo che non vengano superate le correnti massime che il CDA può ricevere in ingresso. Le due resistenze possono avere anche un valore differente da 1 MΩ. Per maggiore precisione si possono usare resistenze all'1%, oppure al 5% ma con una

$V_{in} > V_{ref} = V_o$ max

$V_{in} < V_{ref} = V_o$ 0

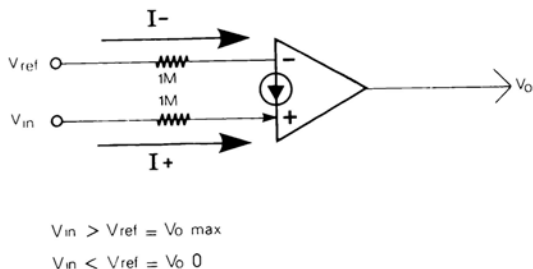
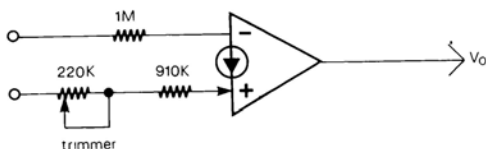



Figura 2-115

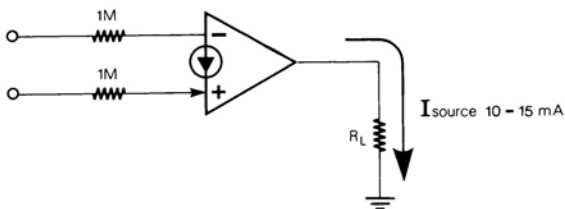



Figura 2-116

Figura 2-117

delle due in serie ad un trimmer (fig. 2-116); il trimmer può essere regolato collegando i due ingressi ad una tensione di 10-20 V e ruotandolo fino al punto nel quale l'uscita cambia di stato (da 0 a +V o viceversa). Con resistenze di ingresso di valore elevato la corrente tra l'uscita e la massa (I_{Source}) può essere superiore a 10-15 mA (fig. 2-117). Invece la corrente tra +V e l'uscita (I_{Sink}) che dipende dalla corrente all'ingresso -, con resistenze di ingresso elevate é al massimo intorno a 1-2 mA (fig. 2-118). Come si è visto nel primo capitolo la corrente I_{Sink} può essere notevolmente

aumentata (fino a oltre 30-40 mA) sovrapilotando l'ingresso - inviandovi una corrente di 100 μA o più, vale a dire utilizzando resistenze di ingresso di valore basso (50-200 kΩ). Utilizzando due CDA (fig. 2-119) si possono, tuttavia, ottenere contemporaneamente un'alta impedenza di ingresso e un'elevata I_{Sink} in uscita (sufficiente a pilotare relè REED, piccole lampadine, ecc.).

Figura 2-118

Figura 2-119

Un altro vantaggio è che il guadagno totale dei due CDA viene moltiplicato ottenendo all'uscita una risposta più rapida nel passaggio da uno stato all'altro. In molti circuiti si può usare la tensione di alimentazione come tensione di riferimento, utilizzando due resistenze di differente valore opportunamente calcolate. Le due versioni realizzabili sono in fig. 2-120a e 2-120b. L'uscita dei due comparatori sale alla massima tensione ($V_{o\,max}$) rispettivamente quando la tensione di ingresso (V_{in}) supera (fig. 2-120a) o scende sotto (fig. 2-120b) una tensione di soglia (V_{TH}) che può essere calcolata all'incirca con la formula:

$$V_{TH} \cong \frac{R_1 \cdot (+V)}{R_2} \qquad (2\text{-}78)$$

Se si vuole ricavare R_2 a partire da R_1, +V e la V_{TH} richiesta, si può usare quest'altra formula:

$$R_2 \cong \frac{R_1 \cdot (+V)}{V_{TH}} \qquad (2\text{-}79)$$

Se occorre una V_{TH} regolabile, vale a dire un comparatore con tensione di riferimento regolabile, si può sostituire R_2 con una resistenza più un potenziometro o un trimmer (fig. 2-121).

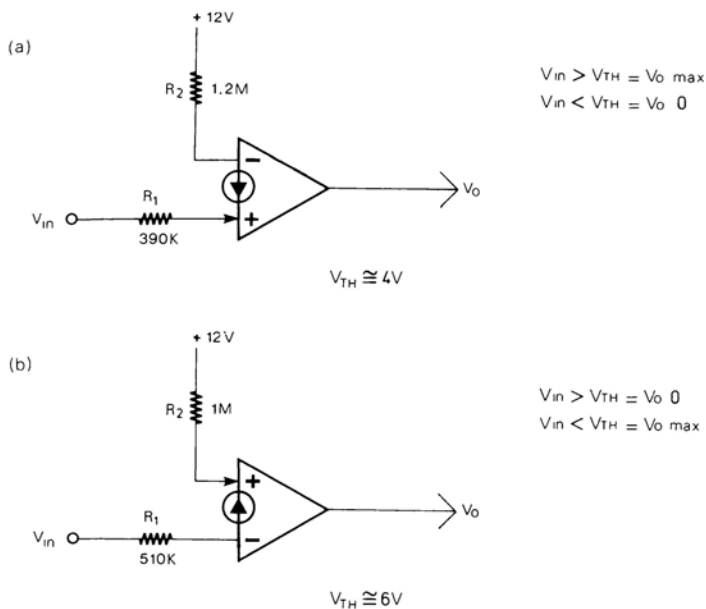



Figura 2-120

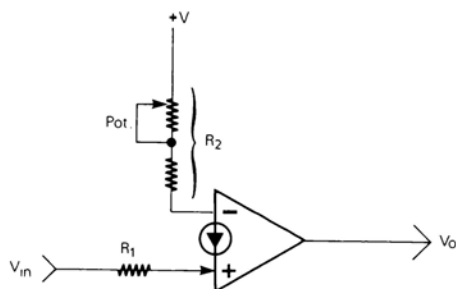



Figura 2-121

(57) COMPARATORE PER TENSIONI NEGATIVE

Sempre utilizzando un'alimentazione singola e positiva si può realizzare un comparatore anche per tensioni negative. Il circuito relativo è in fig. 2-122. Le resistenze R_3 e R_4 inviano due correnti uguali ai due ingressi del CDA. Tramite R_1 e R_2 vengono collegate agli ingressi una tensione di riferimento ($-V_{ref}$) ed una tensione di ingresso ($-V_{in}$) negative. Attraverso R_1 e R_2 le due tensioni negative tolgono ai due ingressi parte delle correnti fornite da R_3 e R_4. Lo stato della tensione di uscita (V_o) dipende da

quale ingresso riceve la corrente maggiore. Naturalmente R_3 e R_4 devono essere dimensionate in modo da fornire tutta la corrente necessaria per le due tensioni negative più una sufficiente corrente di polarizzazione per i due ingressi del CDA.

Il circuito di fig. 2-122 con un'alimentazione di +12 V può ricevere ai due ingressi tensioni negative fino a circa -10 V. Il trimmer può essere regolato collegando i due ingressi ad una tensione, per esempio di -5V e ruotandolo fino al punto nel quale V_o cambia di stato.

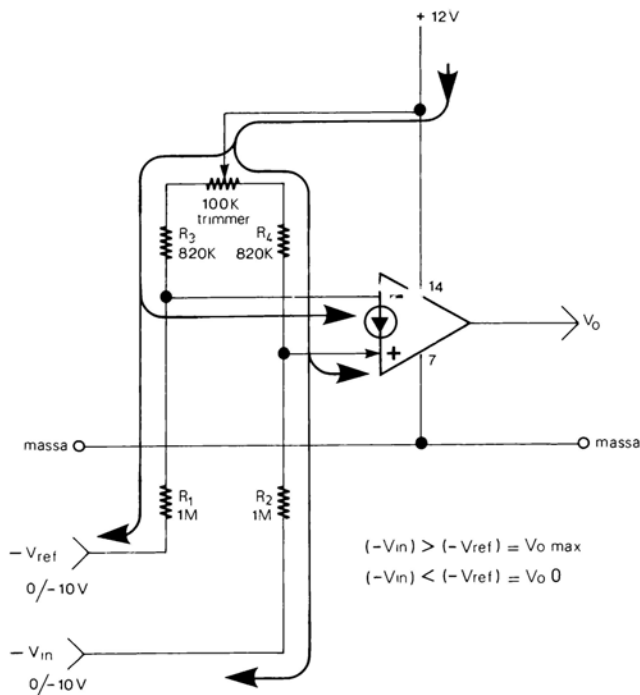



Figura 2-122

(58) RIVELATORE DI PASSAGGIO PER LO ZERO

La fig. 2-123 mostra un circuito di «Zero crossing detector» (o rivelatore di passaggio per lo zero). Il circuito può essere utilizzato, come si vede nella stessa figura, per convertire un segnale alternato proveniente ad esempio da un trasduttore magnetico, in un'onda quadra da inviare ai circuiti successivi. L'escursione del segnale di ingresso (di massimo 10 Vpp) va da una tensione positiva ad una negativa, ma in realtà la tensione ai due ingressi del comparatore (punti A e B) rimane sempre positiva grazie al partitore resistivo formato da R_1, R_2, R_3, R_4 e R_5. Il trimmer può essere regolato collegando l'ingresso a massa e ruotando il trimmer stesso fino al punto nel quale l'uscita cambia di stato.

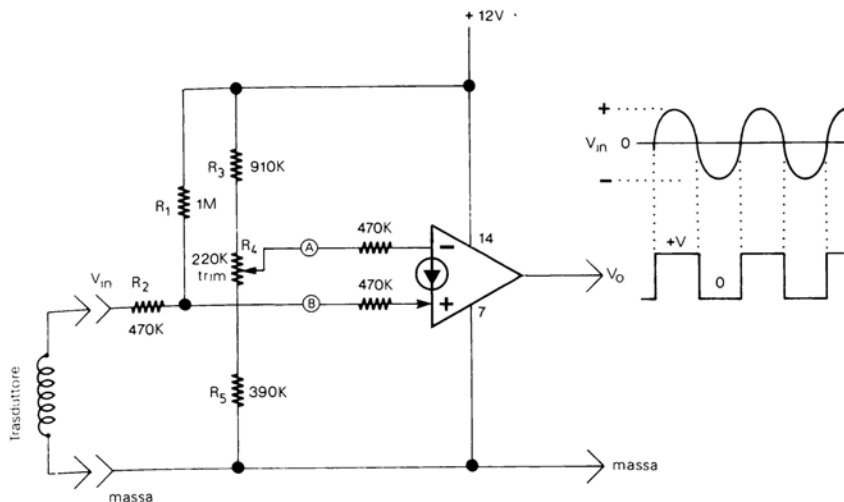



Figura 2-123

(59) RIVELATORE DI CORRENTE

Il rivelatore di corrente (fig. 2-124) può essere utilizzato, per esempio in un alimentatore, in uno strumento, ecc. per segnalare con l'accensione di un LED che un data corrente ha superato (o è scesa sotto) un determinato valore (I_S), valore prestabilito dimensionando la resistenza R. In particolare in fig. 2-124 il LED si ac-

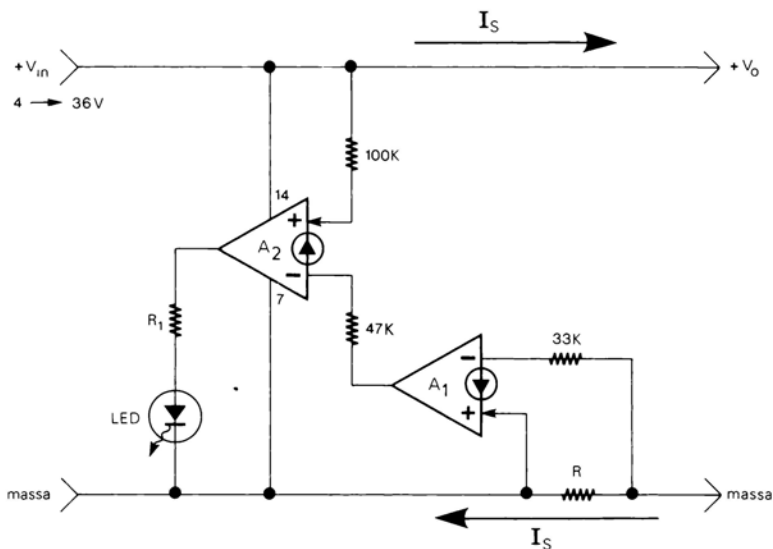



Figura 2-124

cende se la corrente Supera Is. Invertendo gli ingressi del secondo CDA il LED si accende se la corrente scende al di sotto di Is. La resistenza R dipende dal valore della corrente Is da tenere sotto controllo ed è circa uguale a:

$$R \cong \frac{0.5\,V}{Is} \qquad (2\text{-}80)$$

La potenza minima, in Watt, di tale resistenza dovrà essere almeno di:

$$P = 0.5\,V \cdot Is = \frac{Is}{2} \qquad (2\text{-}81)$$

Infine la resistenza R_1 può essere calcolata con la formula:

$$R_1 = \frac{(+\ V)}{0.01} \qquad (2\text{-}82)$$

Oltre che per segnalare Is, il circuito può essere collegato ad altri circuiti ancora per ottenere anche un controllo automatico di tale corrente.

(60) CONTROLLI AL «TOCCO»

In molti apparati, laddove possibile, alcuni interruttori vengono sostituiti da piastrine metalliche che basta toccare per ottenere la funzione richiesta. Anche con i CDA è possibile realizzare tali sensori al «tocco», che fra l'altro sono utilizzati in alcuni dei circuiti pratici dei prossimi capitoli.

Il funzionamento di tali circuiti è basato sul fatto che la pelle non è isolante ma ha un valore resistivo sufficientemente basso anche se non preciso. Il comportamento per esempio di un dito, sarà quindi simile a quello di una resistenza del valore di alcune centinaia di kΩ. Il funzionamento di un sensore, formato da un pezzo di circuito stampato, è visibile in sezione in fig. 2-125. Sul circuito stampato vi sono due aree di

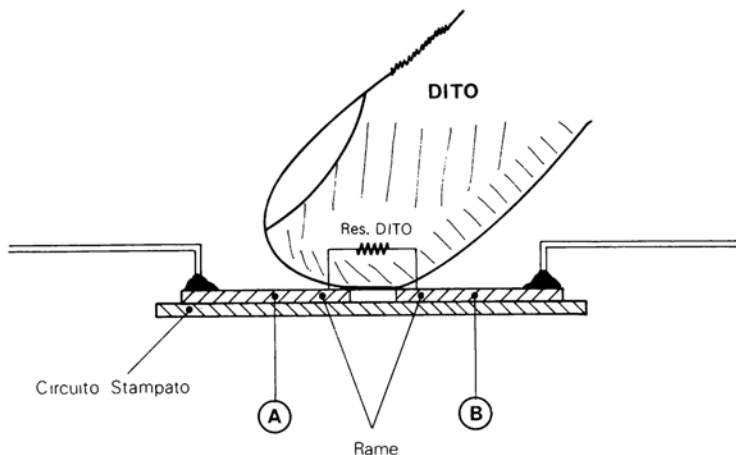



Figura 2-125

rame (A e B) leggermente separate, se però, si tocca con un dito nel punto di divisione tra le due aree, il dito stesso forma come una resistenza ponte che collega le due aree. I due possibili circuiti realizzabili con un CDA sono in fig. 2-126 e 2-127. Nel primo circuito (fig. 2-126) il sensore è collegato all'ingresso + tramite una resistenza di 4.7 MΩ. È facile comprendere che, toccando il sensore il dito si comporta come una resistenza (per esempio di 200 kΩ) che si pone in serie alla precedente chiuden-

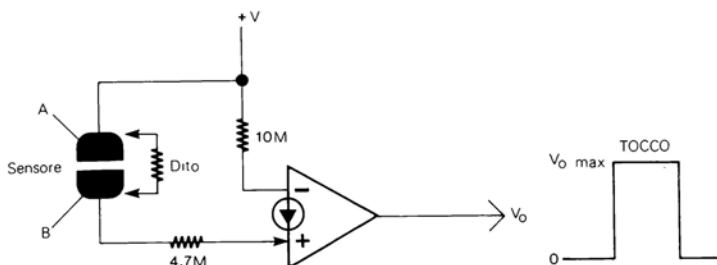



Figura 2-126

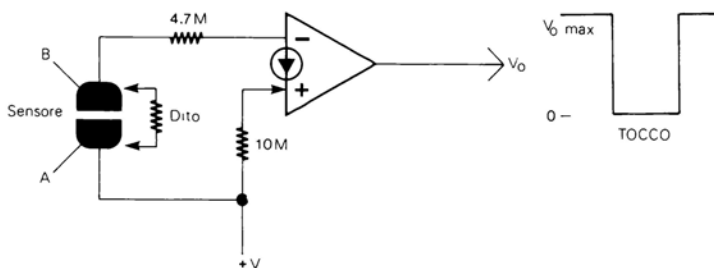



Figura 2-127

do il circuito tra +V e l'ingresso +. Durante tale periodo l'uscita sale alla tensione massima. Il circuito di fig. 2-127 con il sensore all'ingresso- ha un funzionamento inverso al precedente. I sensori possono essere realizzati in vari modi e con varie forme utilizzando dei pezzi di circuito stampato. Il modo più semplice è in fig. 2-128a, in questo caso lo strato di rame di un pezzettino di circuito stampato è semplicemente diviso in due parti da una incisione centrale. Per una maggiore sicurezza di contatto si può usare un disegno a pettine (fig. 2-128b). Infine, se l'apparecchio richiede molti comandi al tocco, questi si possono riunire su una singola piastra con in comune la parte del sensore che è collegata a +V (fig. 2-128c); sullo stesso circuito stampato possono essere realizzate anche delle scritte relative a ciascun comando.

(61) TRIGGERS DI SCHMITT

Un trigger di Schmitt è un comparatore la cui uscita cambia di stato a due differenti tensioni. Tale circuito può essere utile per squadrare un segnale senza che l'onda

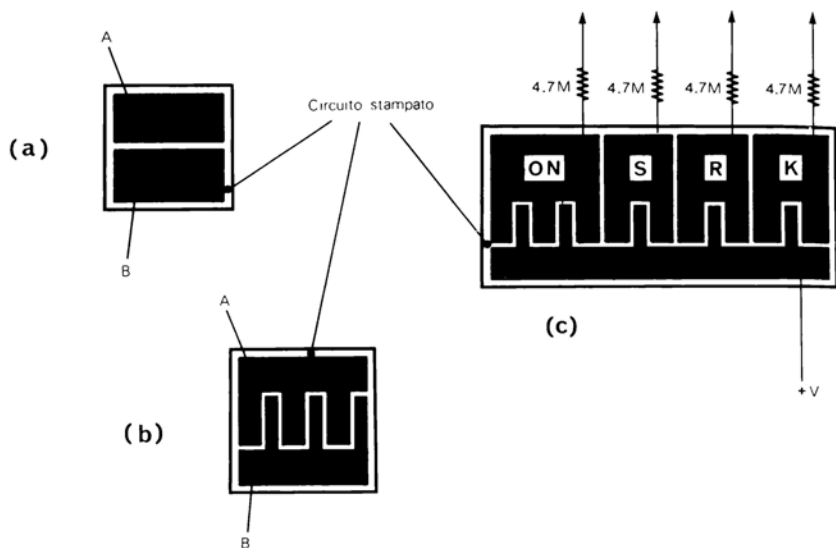



Figura 2-128

quadra di uscita sia influenzata da disturbi o dalle piccole variazioni presenti sul segnale di ingresso (fig. 2-129). Un'altra applicazione di tali triggers è, come si è visto nei paragrafi precedenti, nei circuiti generatori di onde triangolari, nei VCO, ecc. dove essi controllano l'ampiezza dei segnali che corrisponde, quindi, con le due tensioni alle quali il trigger cambia di stato. I triggers di Schmitt possono essere di due tipi, invertente e non invertente, ciascuno dei quali richiede differenti formule per calcola-

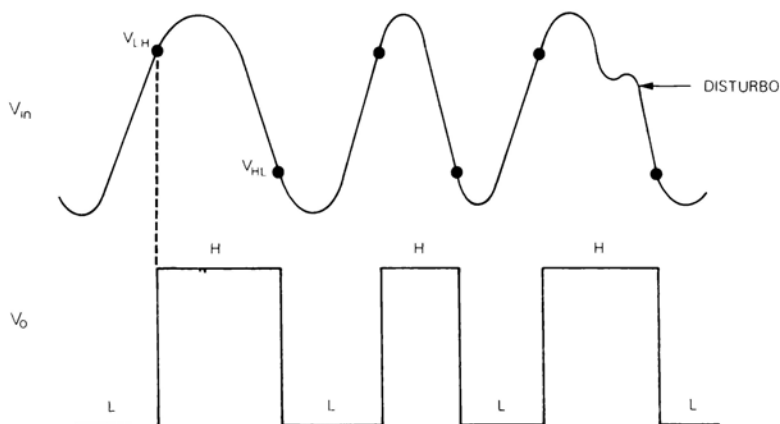



Figura 2-129

re le due tensioni di soglia V_{LH} e V_{HL}. V_{LH} è la tensione di ingresso alla quale V_o passa da 0 (L) alla massima tensione (H). V_{HL} è la tensione di ingresso alla quale l'uscita passa dalla massima tensione a 0. Entrambi i circuiti possono ricevere solo tensioni positive di almeno 0.5 V. Le varie resistenze devono avere una tolleranza del 5% o meno e un valore massimo di 10-20 MΩ. Le V_{LH} e V_{HL} calcolate dipendono dal valore delle resistenze ma anche da +V, per cui variando quest'ultimo possono avere un valore differente. Il primo trigger (fig. 2-130) è il tipo invertente. Il funzionamento è visibile in fig. 2-131, con in ingresso, per esempio, un'onda triangolare. A V_{HL} V_o scende a 0 e a V_{LH} ritorna alla massima tensione. Per progettare il circuito si stabiliscono +V ed R_1 (nell'esempio 200 kΩ), e tenendo presente che $V_{o\,max}$ è circa uguale a:

$$V_{o\,max} \cong (+V) - 1V \qquad (2\text{-}83)$$

si possono calcolare R_2 e R_3 con le formule:

$$R_2 = \frac{+V}{V_{LH}} R_1 \qquad \boxed{V_{HL} > V_{LH}} \qquad (2\text{-}84)$$

$$R_3 = \frac{V_{o\,max}}{\left(\frac{V_{HL}}{R_1}\right) - \left(\frac{+V}{R_2}\right)} \qquad (2\text{-}85)$$

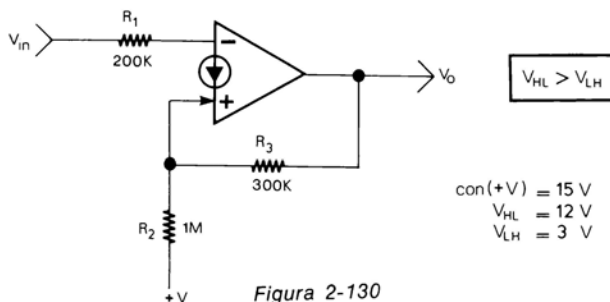



Figura 2-130

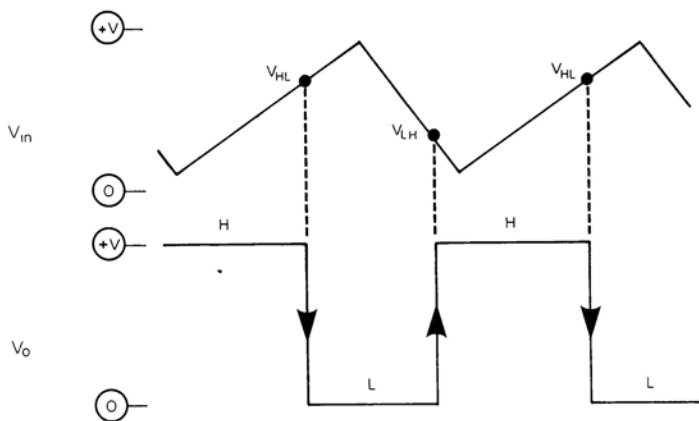



Figura 2-131

V_{HL} deve avere un valore superiore a V_{LH}. Il trigger non invertente (fig. 2-132) ha un funzionamento inverso al precedente come si vede in fig. 2-133. In questo circuito è V_{LH} (tensione alla quale l'uscita sale al massimo) che deve avere un valore superiore

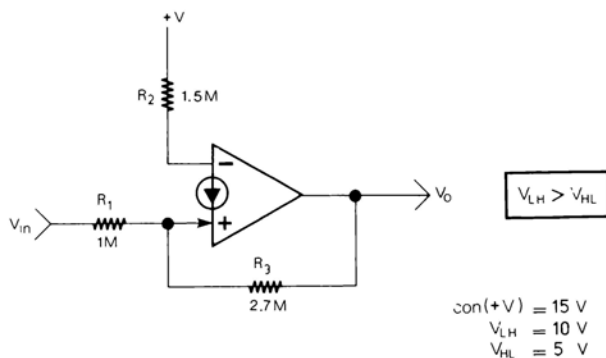



Figura 2-132

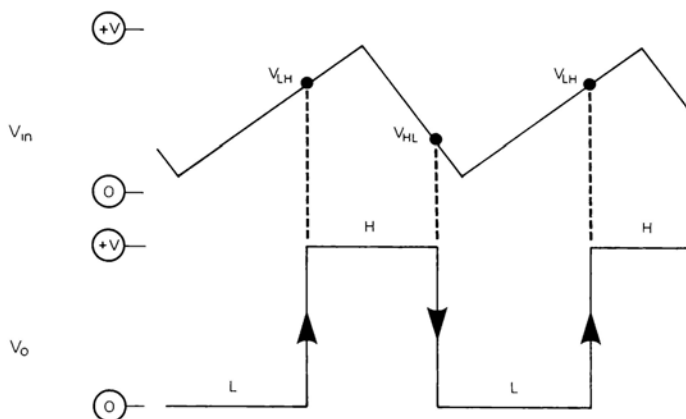



Figura 2-133

a V_{HL} (tensione alla quale V_o ritorna a 0). Anche questa volta si stabiliscono +V ed R_1 (nell'esempio 1 MΩ), quindi si calcolano R_2 e R_3 con le formule:

$$R_2 = \frac{+V}{V_{LH}} R_1 \qquad (V_{LH} > V_{HL}) \tag{2-86}$$

$$R_3 = \frac{V_{o\,max}}{\left(\frac{+V}{R_2}\right) - \left(\frac{V_{HL}}{R_1}\right)} \tag{2-87}$$

Mentre la formula (2-87) è differente dalla (2-85), la formula (2-86) è uguale alla (2-84), ma è stata ripetuta per ricordare che adesso V_{LH} ha un altro significato essendo superiore a V_{HL}.

(62) CIRCUITI LOGICI

Una delle particolarità dei CDA è quella di potere essere usati anche per realizzare circuiti logici (NAND, OR, FLIP-FLOP, ecc.) e sempre con un'alimentazione singola. Pur avendo una velocità piuttosto bassa, tali moduli logici sono utili in molte applicazioni specialmente per la possibilità di funzionare ad elevate tensioni (fino a 36 V). I principali circuiti logici sono esposti più avanti nel capitolo 7, inoltre essi sono usati in vari circuiti pratici assieme ad altre funzioni. A parte tali circuiti fondamentali, si può approfondire qui di seguito su alcuni circuiti un po' più complessi che richiedono una spiegazione adeguata. Come con tutti i circuiti logici, anche con questi, lo stato logico delle uscite viene indicato con «1» (V_o alla massima tensione) o «0» (V_o a 0). Un ingresso, invece, è a livello «1» se è collegato a +V o all'uscita di un CDA che sia a «1», mentre è a livello «0» se è collegato a massa o a un CDA con uscita a «0».

(63) AND O NAND CON MOLTI INGRESSI

In fig. 2-134 vi è un AND che può avere (aggiungendo dei diodi) numerosi ingressi. In tale circuito l'uscita è a «1» solo quando tutti gli ingressi sono a «1» ed è a «0» in

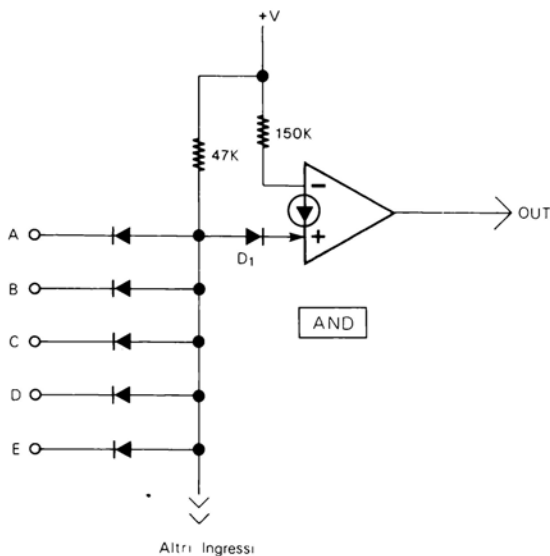



Figura 2-134

tutti gli altri casi. Collegando la resistenza da 150 K all'ingresso + del CDA e D_1 all'ingresso -, si realizza la funzione inversa (NAND); in questo caso l'uscita è a «0» solo

quando tutti gli ingressi sono a «1» mentre sarà a «1» con qualsiasi altra combinazione di «1» e «0» agli ingressi. I diodi sono tutti al silicio 1N4148 o simili.

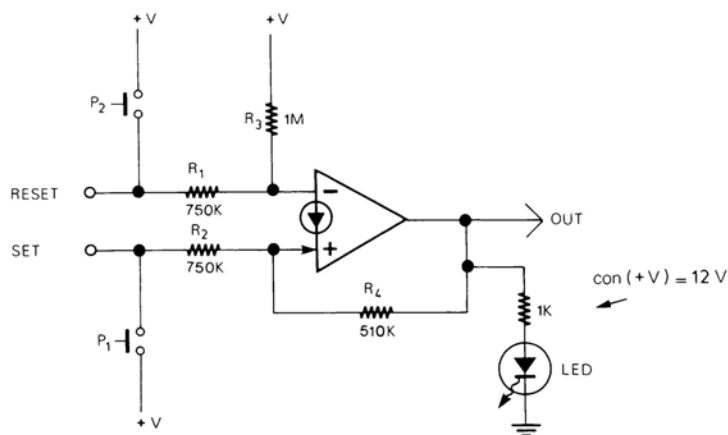



Figura 2-135

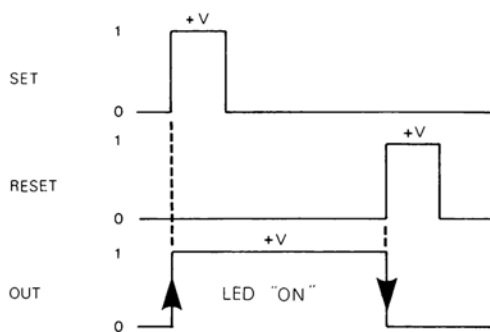



Figura 2-136

(64) FLIP-FLOP SET/RESET

Il Flip-Flop Set/Reset (FF-SR) con un solo CDA (fig. 2-135) dispone di due ingressi e un'uscita. Come si vede dal diagramma di fig. 2-136, un breve impulso all'ingresso Set (o la pressione di P_1) fa salire l'uscita ad «1». Terminato l'impulso l'ingresso+ continua a ricevere corrente tramite R_4 per cui l'uscita rimane ad «1». Un successivo impulso all'ingresso Reset (o la pressione di P_2) fa ritornare l'uscita a «0». Gli impulsi devono essere brevi e di ampiezza circa uguale a +V. Un secondo Flip Flop Set Re-

set ma con due CDA, è in fig. 2-137. Il vantaggio di tale circuito è di disporre di due uscite con funzionamento opposto (fig. 2-138). Inviando un'impulso all'ingresso Set

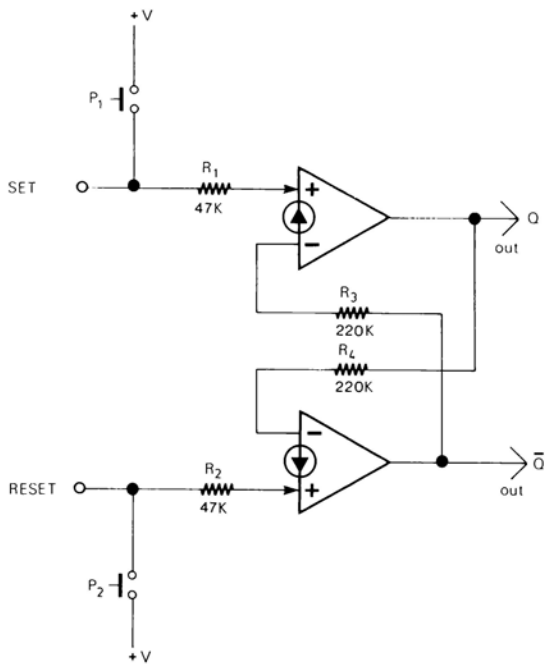



Figura 2-137

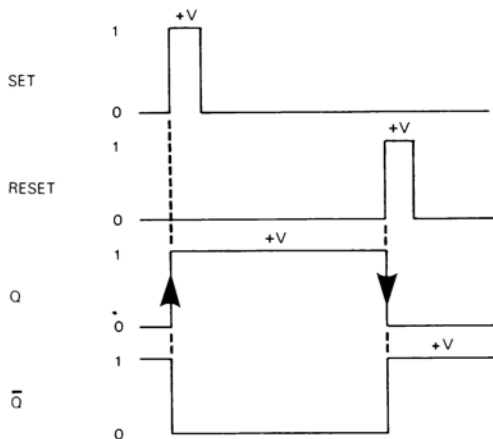



Figura 2-138

l'uscita Q sale a «1» e l'uscita $\overline{Q}$ scende a «0». Inviando un secondo impulso all'ingresso Reset $\overline{Q}$ sale a «1» e Q ritorna a «0».

Gli impulsi devono essere inviati ad un'ingresso solo alla volta. Infine il circuito di fig. 2-139 è lo stesso di fig. 2-137 ma con gli ingressi pilotati da sensori al tocco.

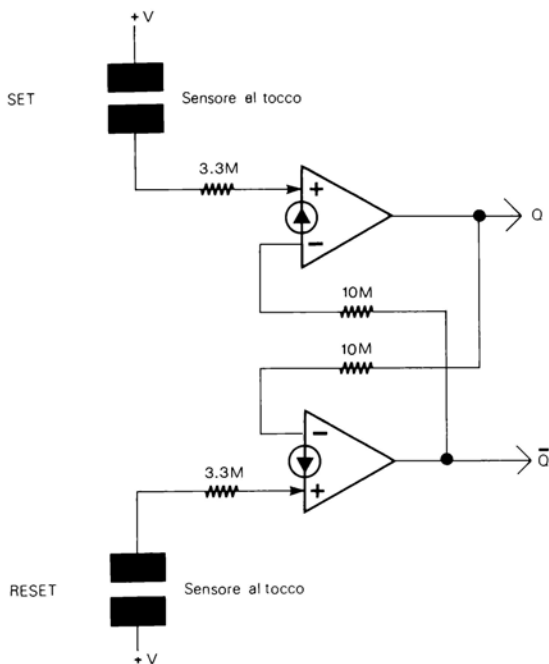



Figura 2-139

(65) CIRCUITO PER COLLEGARE CDA A TTL O CMOS

Un'onda quadra all'uscita di un CDA ha dei tempi di salita e di discesa molto più lunghi di quelli delle logiche più veloci. Se si collega l'uscita di un circuito logico a CDA con l'ingresso di un TTL o CMOS, la differenza di velocità può provocare degli errori. Occorre, quindi, un'interfaccia da interporre tra il CDA e la logica veloce che fornisca in uscita lo stesso segnale di ingresso con fronti di salita e di discesa più ripidi. Il circuito è in fig. 2-140, è di tipo invertente ed è formato da un transistore e quattro resistenze. È alimentato dalla stessa tensione del circuito con i CDA e, dimensionando opportunamente R_3 e R_4, dà in uscita un segnale con l'ampiezza necessaria per il tipo di logica usata. Nel caso di fig. 2-140 l'ingresso è collegato ad un circuito a 12 V e l'uscita è dimensionata per il collegamento ad un'ingresso TTL. A partire da R_4, che nell'esempio è di 2.2 K, R_3 può essere calcolata con la formula:

$$R_3 = \frac{[(+V) - V_{L1}] \cdot R_4}{V_{L1}} \qquad (2\text{-}88)$$

dove V_{L1} è l'ampiezza massima del segnale di uscita. Tale ampiezza va stabilita a seconda della logica collegata all'uscita. Se è TTL (che è alimentata a 5 V) V_{L1} può essere di 4-5 V. Se è CMOS (che è alimentata con tensioni da 3 a 15 V), V_{L1} deve essere uguale alla tensione di alimentazione dei CMOS stessi. Con +V molto superiore a 12 V, R_1 può essere aumentata fino a 3.3, 4.7. o più kΩ.

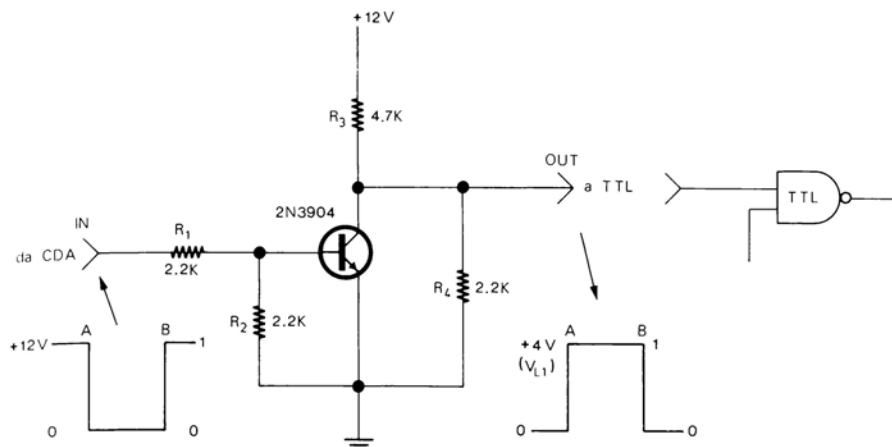



Figura 2-140

(66) MULTIVIBRATORI MONOSTABILI

Il funzionamento di un multivibratore monostabile detto anche One-Shot («un colpo») è illustrato nello schema a blocchi di fig. 2-141. Il circuito riceve un breve impulso positivo all'ingresso e fornisce in uscita un'impulso più largo la cui durata (t) dipende generalmente dal valore di una resistenza (R) e di un condensatore (C). A seconda del tipo, il monostabile può richiedere in ingresso un'impulso positivo oppure negativo e fornire in uscita un'impulso più largo anch'esso positivo (come in fig. 2-141) o negativo.

Altri monostabili possono avere due uscite con funzionamento in opposizione. Due semplici monostabili sono esposti in uno dei capitoli sui circuiti pratici. Altri due un po' più complessi (schemi della National) sono esposti qui di seguito. Il primo è in fig. 2-142a. Il funzionamento è schematizzato in fig. 2-142b. Il passaggio della tensione

Figura 2-141

C_t	t circa
330 pF	1 ms
0.001µ	3 ms
0.0033µ	10 ms
0.01µ	30 ms

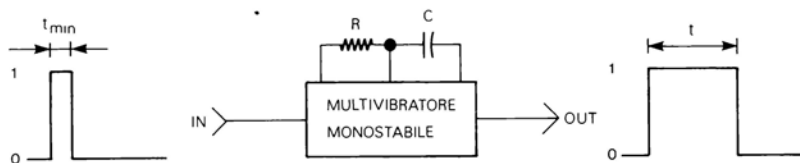
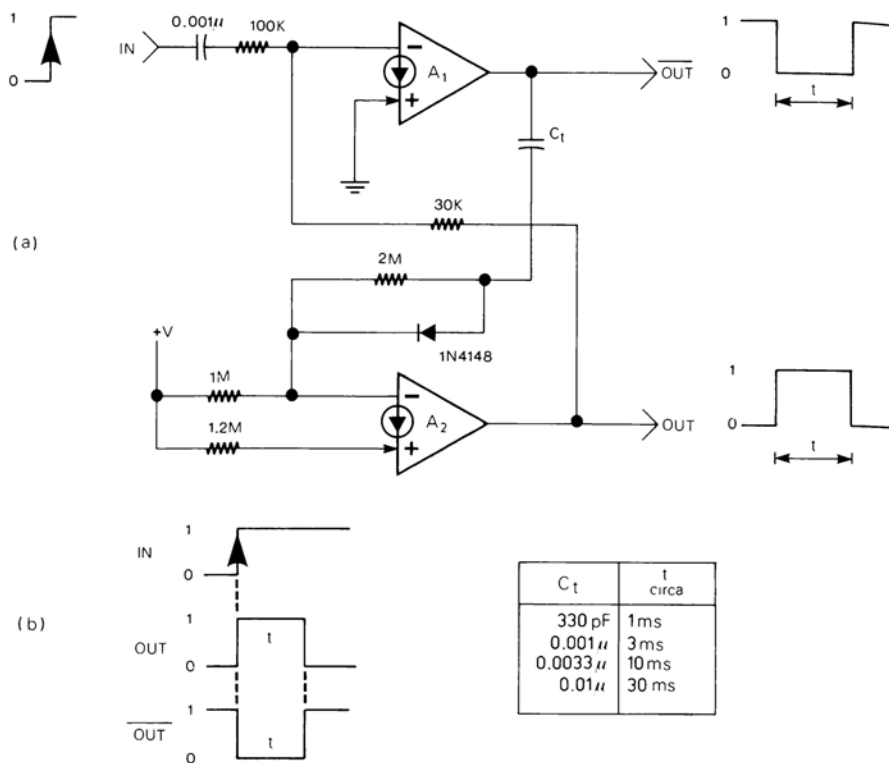



Figura 2-142

di ingresso da «0» a «1» provoca un'impulso che fa scendere a «0» l'uscita $\overline{OUT}$ e salire a «1» l'uscita OUT. Il tempo (t) dipende dal condensamento C_t; nella tabella, sempre in fig. 2-142, sono indicati alcuni valori di tale condensatore e i tempi t corrispondenti. Il secondo multivibratore monostabile (fig. 2-143a) ha un funzionamento simile al precedente, ma invece di funzionare con un'impulso funziona con una tensione in ingresso (V_T). Come si vede dal diagramma di fig. 2-143b, quando la tensione di ingresso V_T sale oltre l'80% circa di +V, il monostabile produce i due impulsi alle uscite OUT e $\overline{OUT}$. Prima che l'impulso di uscita termini, la tensione di ingresso V_T deve ritornare a 0. Il tempo t dipende anche questa volta da C_t, di cui sono dati alcuni valori con i relativi tempi nella tabella, sempre in fig. 2-143. Naturalmente il circuito può essere triggerato in ingresso anche da un'impulso purchè abbia un'ampiezza di almeno l'80% di +V.

(67) TEMPORIZZATORI

Un temporizzatore (o Timer) serve per fare funzionare per un tempo prestabilito (anche di molti secondi) un qualsiasi apparecchio. Un primo esempio molto sempli-

C_t	t circa
470 pF	1 ms
0.001 μ	2 ms
0.0047 μ	9 ms
0.01 μ	15 ms

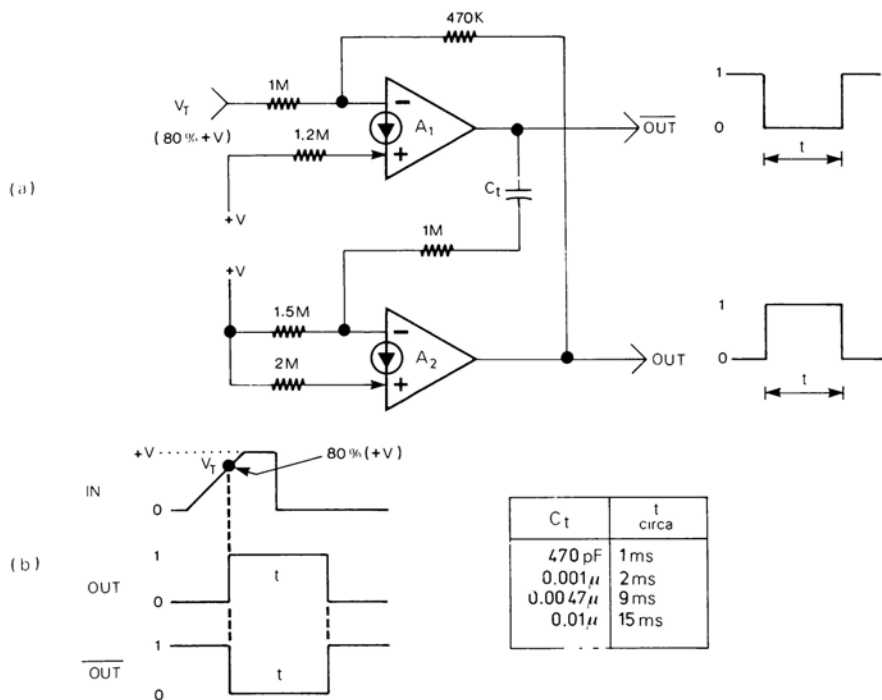



Figura 2-143

ficato è in fig. 2-144. Premendo il pulsante P_1 il condensatore C si carica velocemente e l'uscita sale alla massima tensione pilotando un relè o altro. Rilasciando P_1 il condensatore C inizia a scaricarsi attraverso R. Dopo un certo tempo che dipende

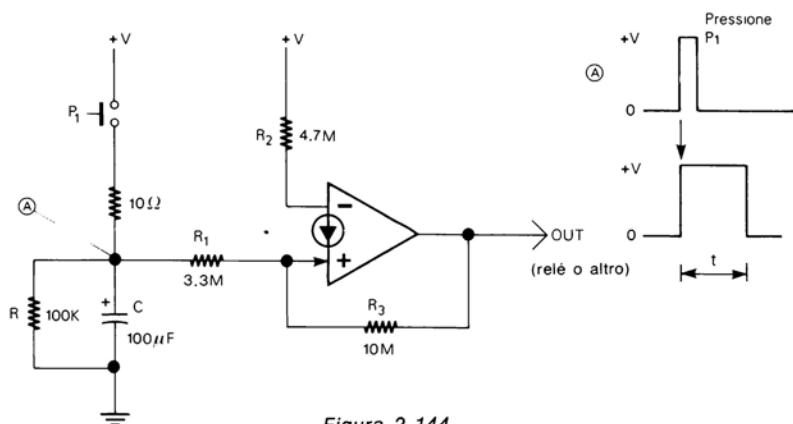



Figura 2-144

dal valore di R e C, l'uscita del CDA ritorna a 0 e il relè viene disattivato. Il tempo t può essere all'incirca calcolato con la formula

$$t \cong (R \cdot C) + t_s \tag{2-89}$$

dove t_s è il tempo di pressione di P_1 che naturalmente va ad aggiungersi a t. R può essere compresa tra 1 e 100 kΩ. Con i valori di R e C indicati in figura, t è di circa 10 secondi. Il secondo tipo di temporizzatore (fig. 2-145) è più perfezionato e soprattutto il tempo di uscita non viene influenzato dalla durata della pressione del pulsante. L'uscita del secondo CDA (A_2) è normalmente a 0 e, tramite il transistore e R_6, mantiene scarico il condensatore C dell'integratore. Quando all'ingresso IN la tensione passa da 0 a +V (oppure quando P_1 viene premuto) C_1 e R_1 producono un breve impulso che tramite R_2 arriva all'ingresso + del CDA A_2 la cui uscita sale alla massima tensione, e vi rimane a causa della corrente che passa attraverso R_3. Con l'uscita di A_2 alla massima tensione il transistore è disattivato per cui attraverso R_6 non scorre corrente che invece scorre attraverso R, la quale carica il condensatore C. Appena l'uscita dell'integratore arriva a circa 3/4 di +V, l'uscita di A_2 ritorna a 0 ed il transisto-

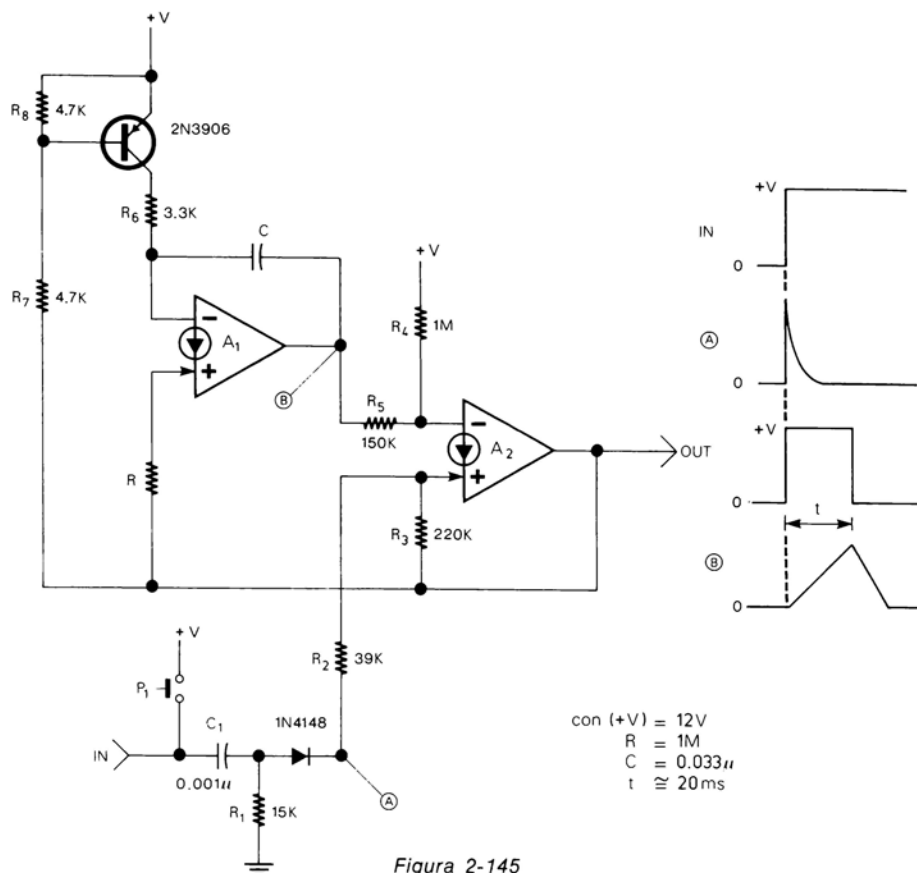



Figura 2-145

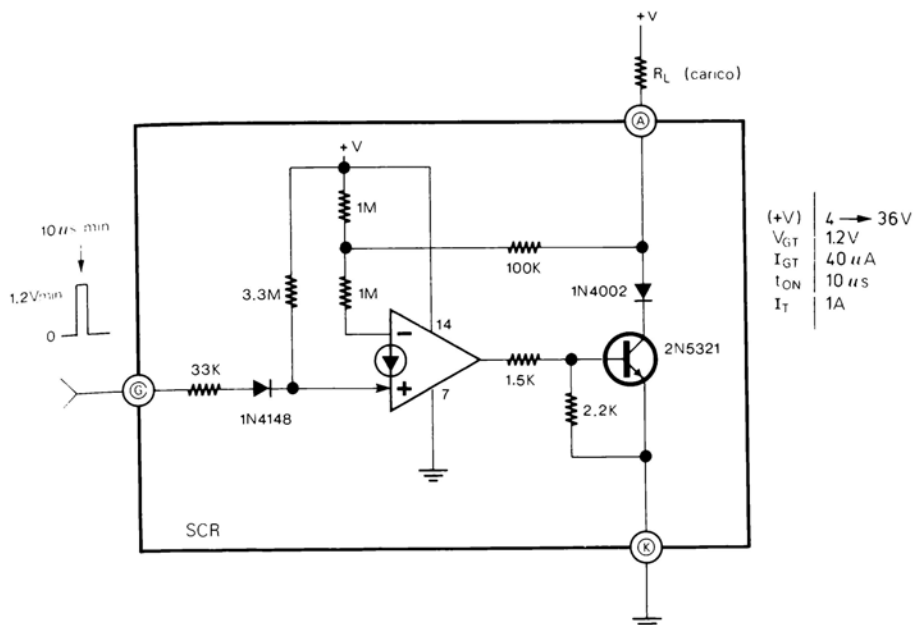



Figura 2-146

re di nuovo in funzione scarica velocemente C. La durata della temporizzazione t (uscita alla massima tensione) è circa uguale a:

$$t \cong 0.7 \ RC \qquad (2\text{-}90)$$

R e C possono avere un valore massimo rispettivamente di 2 MΩ e oltre 10 μF.

(68) SCR CON CDA

L'SCR realizzato con una CDA si avvicina, entro certi limiti, al funzionamento e alle caratteristiche di un SCR discreto. Il circuito è in fig. 2-146 e dispone, naturalmente, dei tre terminali, Anodo (A), Catodo (C), e Gate (G), più l'alimentazione e la massa del CDA. L'alimentazione può essere tra 4 e 36 V, mentre la tensione massima tra e A e C dipende dal transistore usato. Il funzionamento, naturalmente, è simile a quello di un SCR, come si può osservare negli esempi di fig. 2-147 e 2-148. Quando l'ingresso riceve una tensione (V_{GT}) superiore a circa 1.2 V e della durata (t_{on}) di almeno 10 μs il transistore conduce e tra i terminali A e C scorre una corrente che con i componenti usati in fig. 2-146 può avere un valore massimo (I_T) di circa 1 A. La caduta di tensione tra A e C è di circa 0.9 V. Quando V_{GT} scende al di sotto del livello di trigger, l'SCR continua a condurre. Nel circuito di fig. 2-147 il Gate è pilotato dal pulsante P_1, notare che tra il pulsante e G non vi è una resistenza limitatrice di corrente poichè questa è già contenuta nell'interno dell'SCR. Premendo anche un attimo P_1 il LED si

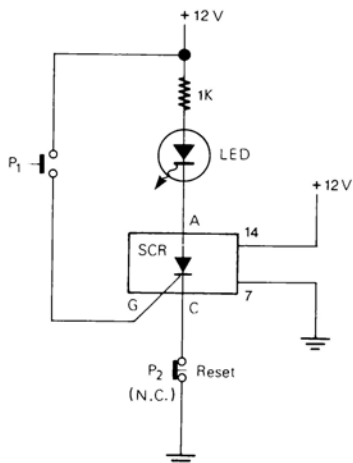
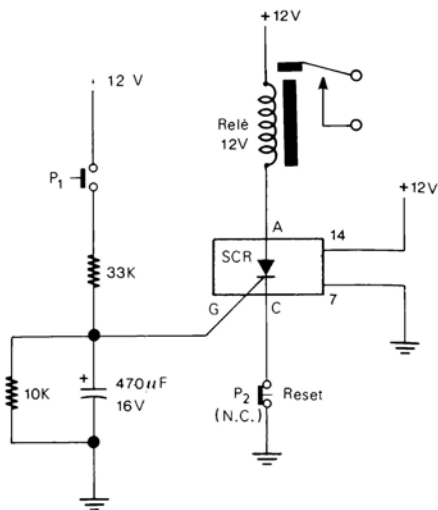



Figura 2-147 *Figura 2-148*

accende e rimane acceso fino alla pressione del pulsante di Reset P_2. P_2 è un pulsante di tipo normalmente chiuso. Nel circuito di fig. 2-148 l'SCR è pilotato dalla tensione presente su un condensatore. Premendo P_1 il condensatore inizia a caricarsi finchè arrivato ad una tensione uguale a V_{GT} fa funzionare l'SCR che aziona il relè quest'ultimo rimane in funzione anche se, rilasciando P_1, la tensione del condensatore scende sotto V_{GT} e, naturalmente, finchè non si preme P_2. Con i valori indicati in fig. 2-146 la corrente minima (I_{GT}) necessaria per triggerare l'SCR è di soli 40 μA a 1.2 V. Un difetto di questo SCR «sintetico» è che se il carico sull'Anodo dell'SCR è alimentato da una tensione alternata, l'SCR stesso non viene diseccitato quando tale tensione è nella fase negativa, inoltre il Catodo deve essere sempre collegato a massa, direttamente o tramite un pulsante di Reset di tipo normalmente chiuso, come negli esempi di fig. 2-147 e 2-148.

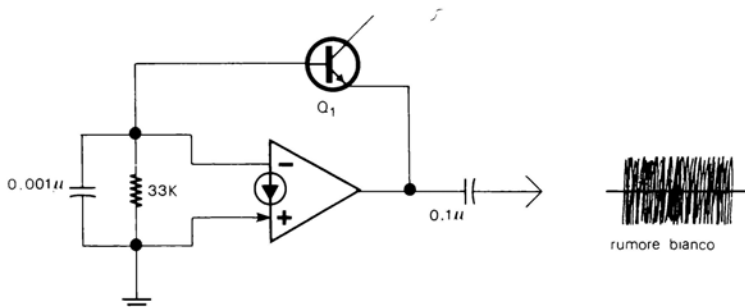



Figura 2-149

(69) GENERATORE DI RUMORE BIANCO

Il rumore bianco è un fruscio che comprende mediamente tutte le frequenze limitatamente alla larghezza di banda dei componenti attivi usati per produrlo e amplificarlo. Un generatore di rumore bianco è usato in molti dei circuiti pratici di effetti sonori esposti nei prossimi capitoli; assieme a tali effetti sonori sono esposti vari tipi di circuiti che producono rumore bianco. Si aggiunge qui un ulteriore circuito (fig. 2-149) che utilizza un CDA più un transistore. La tensione di alimentazione deve essere di almeno 10 V. Poichè non tutti i transistori, anche con la stessa sigla, sono adatti a produrre rumore bianco, si può provare a sostituire Q_1 con vari transistori NPN di bassa potenza (2N3391, 2N3392, 2N3904, ecc.) fino ad ottenere un fruscio di sufficiente ampiezza, che, a seconda del transistore usato, può essere tra 100 mVpp e oltre 1 Vpp.

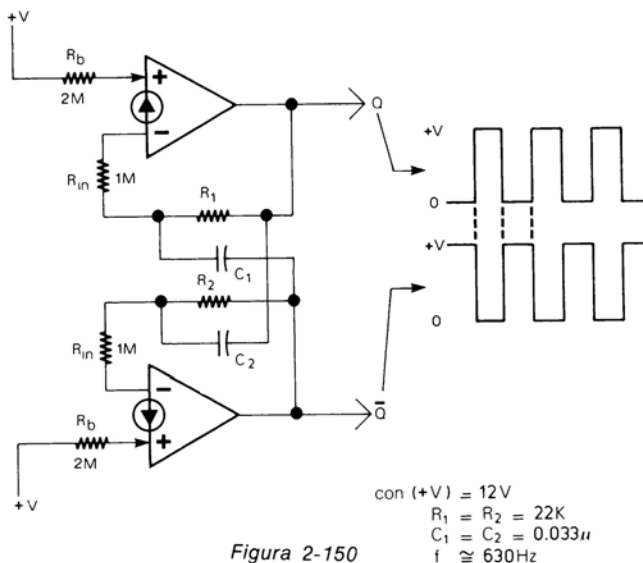



Figura 2-150

(70) OSCILLATORE AD ONDA QUADRA CON DUE CDA

L'oscillatore ad onda quadra di fig. 2-150 dispone di due uscite complementari, vale a dire che mentre una si trova a 0 l'altra si trova alla massima tensione e viceversa. Con:

$R_1 = R_2$
$R_{in} \geq 20\ R_1$
$R_b = 2\ R_{in}$
$C_1 = C_2$

la frequenza può essere calcolata con la formula:

$$f \cong \frac{1}{2.2\ RC} \qquad (2\text{-}91)$$

Il circuito può essere alimentato con tensioni da 10 a 36 V. con tensioni sotto i 10 V, la frequenza di uscita si discosta molto da quella calcolata.

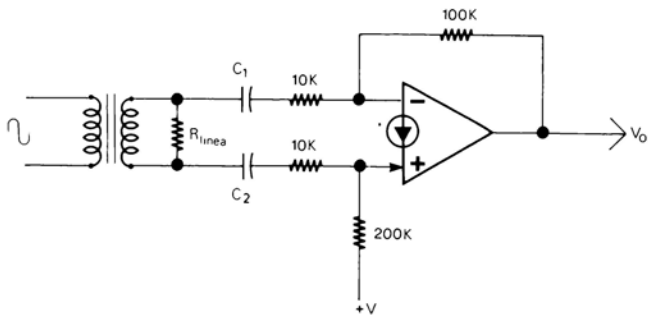



Figura 2-151

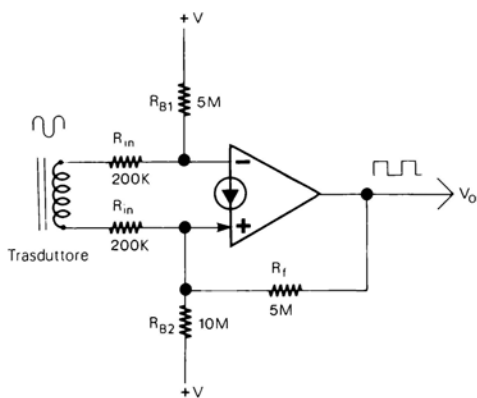



Figura 2-152

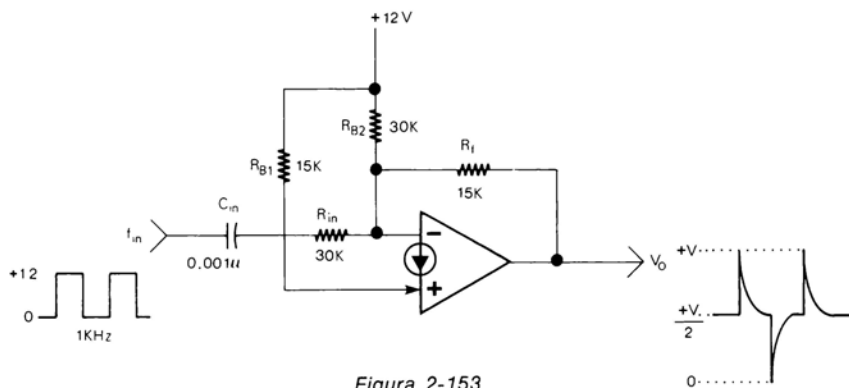



Figura 2-153

(71) ALTRI CIRCUITI

Prima di concludere questo capitolo aggiungiamo altri undici circuiti tutti tratti dalla letteratura tecnica della National Semiconductor. Alcuni dei circuiti sono riportati integralmente, altri sono stati elaborati.

* Il primo circuito (fig. 2-151) è un Ricevitore di Linea che grazie all'uso di entrambi gli ingressi in configurazione differenziale, consente di eliminare i segnali di modo comune.

* Il secondo (fig. 2-152) è un'Amplificatore Squadratore che converte un segnale proveniente da un trasduttore in un'onda quadra. Il circuito ha un funzionamento di trigger che elimina i disturbi presenti sul segnale, ed ha contemporaneamente un effetto di filtraggio passa basso che elimina i segnali indesiderati ad alta frequenza.

* Il terzo circuito (fig. 2-153) è un Differenziatore che, con il tipo di polarizzazione usata, consente di ottenere all'uscita (che normalmente è a circa metà di +V) sia un'impulso positivo che negativo al passaggio dell'onda quadra di ingresso rispettivamente da 0 a +V e da +V a 0. Nell'esempio di fig. 2-153 è utilizzata una frequenza di ingresso di circa 1 kHz.

V_{in} (500Hz)	V_o
0	1.6 V
1 Vpp	3.2 V
2 Vpp	4.3 V
4 Vpp	8 V

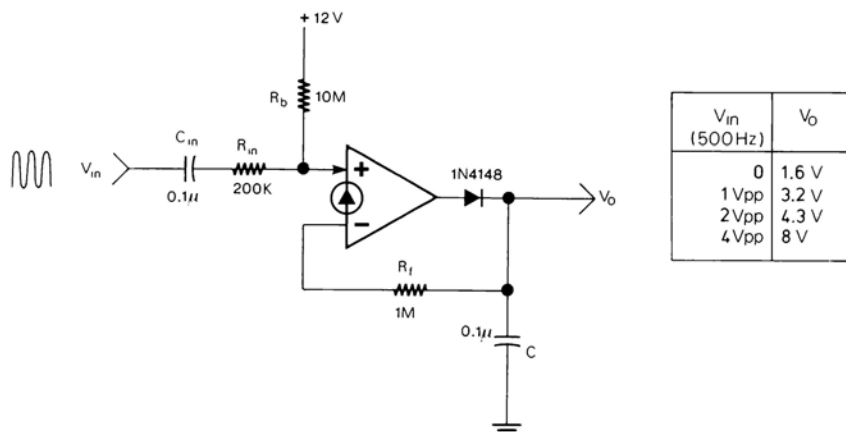



Figura 2-154

* La fig. 2-154 mostra come con un CDA si possa realizzare un Rivelatore di Picco che fornisce una tensione V_o proporzionale all'ampiezza del segnale di ingresso, a tale tensione è sommata anche una tensione fissa che dipende da R_b ed R_f. Sempre in fig. 2-154 una tabella indica alcuni valori di V_o con differenti ampiezze del segnale di ingresso.

* Ad un CDA può essere aggiunto uno Stadio di ingresso differenziale (fig. 2-155). Un tale circuito aumenta il guadagno e riduce la corrente di ingresso. Al posto dei

transistori si possono usare anche dei FET. Notare che gli ingressi dei transistori sono invertiti rispetto al CDA.

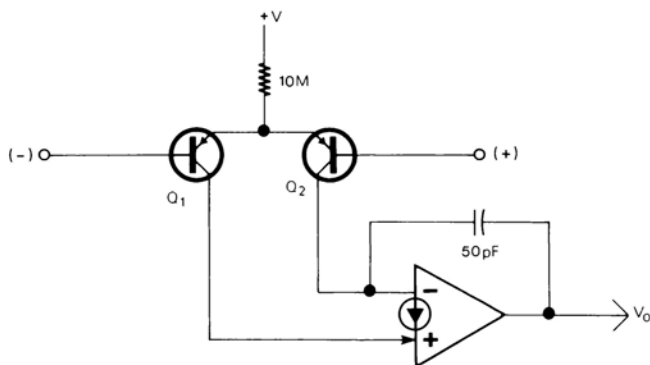



Figura 2-155

* Il sesto circuito (fig. 2-156) mostra come con un CDA ed un transistore per alta tensione si possa realizzare un'Amplificatore Invertente per Alte Tensioni. Lo schema può essere utile, ad esempio, per pilotare i circuiti di deflessione di un tubo a raggi catodici. Il diagramma, sempre in fig. 2-156, mostra il rapporto tra tensione di ingresso V_{in} e tensione di uscita V_o. Il guadagno del circuito dipende dal rapporto tra R_2 ed R_1.

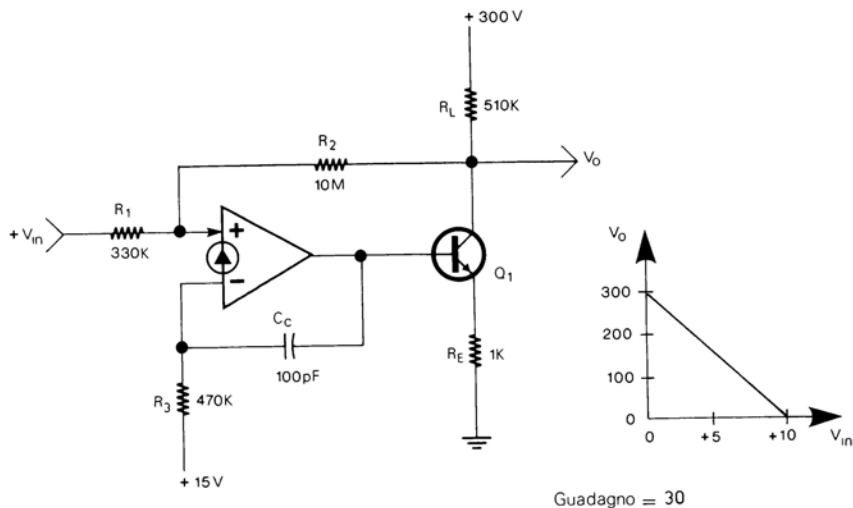



Figura 2-156

* Il circuito di fig. 2-157 è la versione Non Invertente dell'Amplificatore per Alta Tensione di fig. 2-156. Anche questo amplificatore ha un guadagno di circa 30 volte, guadagno che dipende dal rapporto tra R_3 ed R_1.

Figura 2-157

(+V) = 15 V

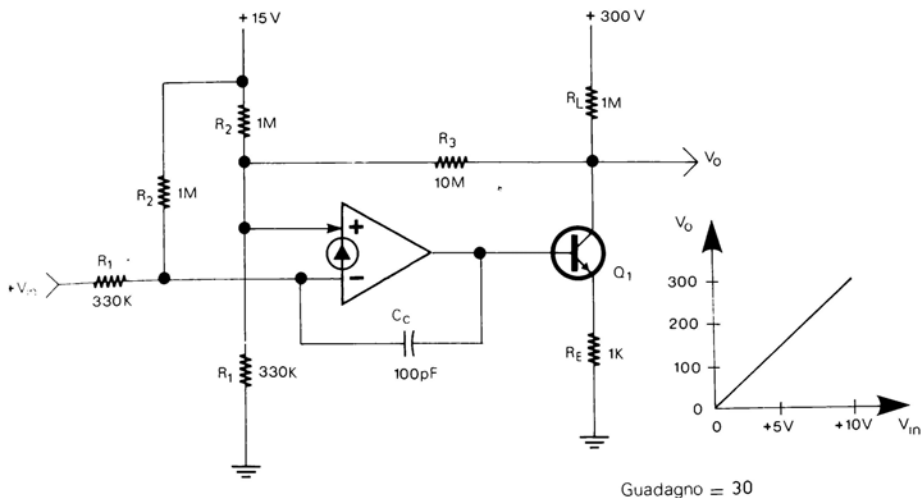
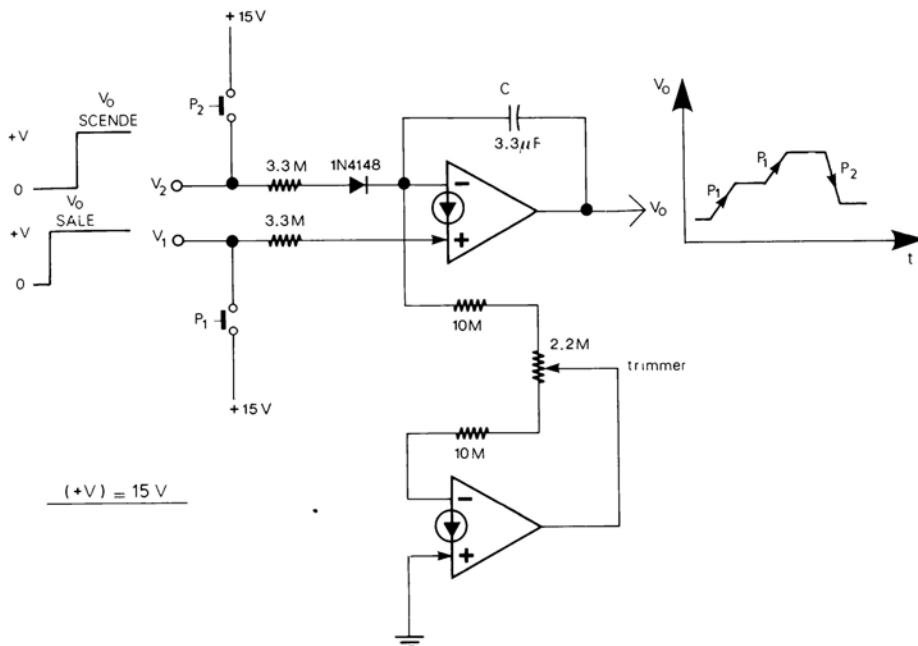



Figura 2-158

* In fig. 2-158 due CDA formano un circuito Ramp e Hold. Tale circuito dispone di due ingressi (V_1 e V_2). Una tensione all'ingresso V_1 (o la pressione di P_1) fa salire la tensione di uscita (V_o); la stessa tensione all'ingresso V_2 (o la pressione di P_2) fa scendere la tensione di uscita. In mancanza di tensione ai due ingressi V_o rimane dove si trova. Un secondo CDA aggiunto all'integratore viene utilizzato per ridurre lo spostamento della tensione di uscita causato dalla corrente I_B (come spiegato nel paragrafo 42).

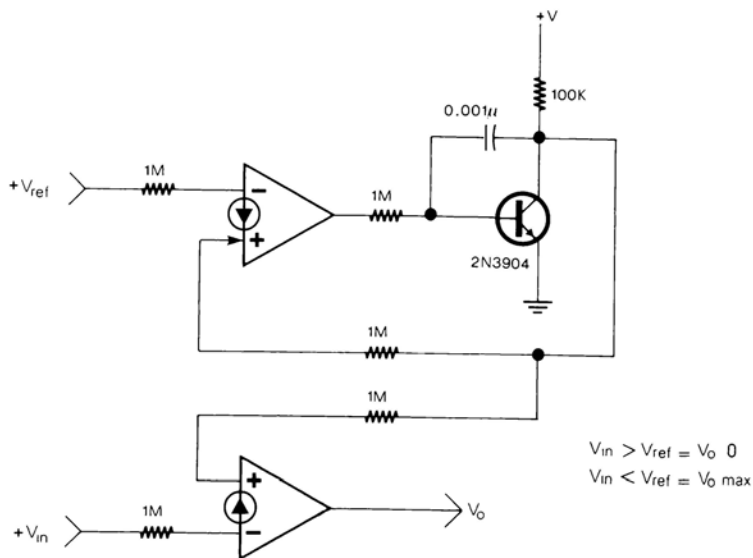



Figura 2-159

* Utilizzando due CDA si può realizzare un Circuito Comparatore di maggiore precisione (fig. 2-159) in quanto le due tensioni (V_{in} e V_{ref}) sono comparate da due ingressi dello stesso tipo che sono naturalmente maggiormente appaiati come caratteristiche ed hanno lo stesso comportamento al variare della temperatura. La tensione di uscita (V_o) scende a 0 se V_{in} è maggiore di V_{ref} e ritorna alla massima tensione nel caso opposto.

* Il Circuito Tachimetro di fig. 2-160 trasforma una frequenza di ingresso in una tensione in uscita. L'onda quadra di ingresso viene trasformata in una serie di impulsi da C_{in} ed R_{in}; tali impulsi vanno all'ingresso+ del CDA e caricano il condensatore C. In mancanza di impulsi di ingresso la resistenza R scarica il condensatore. V_o dipende, quindi, dalla frequenza dell'onda quadra in ingresso, dall'ampiezza di tale onda e dal valore di C_{in} ed R_{in}. Nella tabella, sempre in fig. 2-160, sono indicate le tensioni di uscita per alcuni valori della frequenza di ingresso. Naturalmente i valori di resistenze e condensatori possono essere modificati per altre applicazioni.

f_{in}	V_O
500Hz	3.5 V
1KHz	6 V
2KHz	10 V

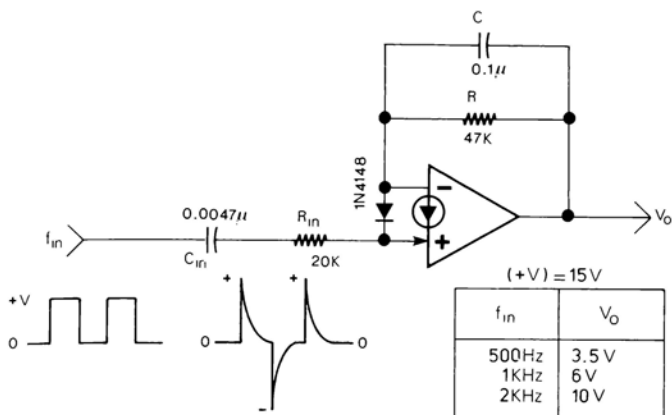
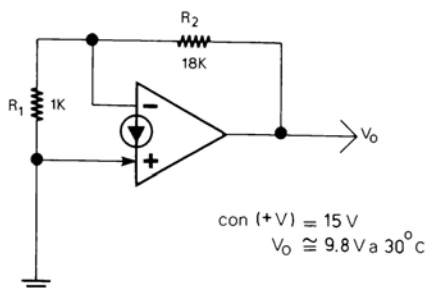



Figura 2-160

Figura 2-161

* Come si è già detto in alcuni dei paragrafi precedenti la V_{BE} di una CDA varia notevolmente al variare della temperatura. Un CDA, quindi, può essere usato (fig. 2-161) come Sensore di Temperatura da 0° a 70°C. V_{BE}, che a 25°C ha un valore di circa 0.5 V, ha un coefficiente di temperatura negativo di circa -2.2 mV/°C. Nel circuito di fig. 2-161 la V_{BE} viene moltiplicata dalle resistenze R_1 ed R_2, per cui la tensione di uscita (V_o) sarà uguale a:

$$V_o \cong \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{BE} \qquad V_{BE} \cong 0.5\,\text{V (a 25 °C)} \qquad (2\text{-}92)$$

Naturalmente il coefficiente di tale V_o non sarà più di -2.2 mV/°C ma di circa:

$$\text{coeff.} \cong (-2.2\ \text{mV}) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \qquad (2\text{-}93)$$

Con i valori indicati in fig. 2-161 e con un'alimentazione di 15 V, V_o ha un valore di circa 9.8 V a 30°C. Tale tensione sale a circa 11 V a 0°C e scende intorno a 6 V verso i 70°C. All'uscita del circuito può essere collegato un comparatore che, alla V_o corrispondente ad una determinata temperatura, aziona un qualsiasi dispositivo. L'oggetto del quale si deve controllare la temperatura può essere posto semplicemente a contatto con il circuito integrato. Il circuito può anche essere utilizzato per tenere sotto controllo la temperatura di giunzione del chip monolitico dell'LM3900 in applicazioni critiche.

A72 CIRCUITI FONDAMENTALI CON LM359

L'integrato LM359 si può utilizzare nella maggior parte dei circuiti fondamentali già esposti in questo capitolo, naturalmente con alcune modifiche dovute alle differenze fra i due integrati, modifiche che vedremo in questo paragrafo. Inoltre l'LM359 può essere utilizzato in circuiti ad alta frequenza, e questo rappresenta il principale vantaggio di tale integrato. Naturalmente in tutte le applicazioni che non richiedono un'elevata velocità di funzionamento è preferibile usare l'LM3900 che ha un costo inferiore e contiene 4 CDA.

Nell'usare l'LM359 occorre tenere conto di numerose differenze dall'LM3900.
Per esempio la configurazione dei piedini è diversa, l'LM359 contiene 2 CDA invece di 4 che sono, però, 100 volte più veloci; i piedini relativi a +V e alla massa sono differenti, la tensione di alimentazione singola va da 5 V a massimo 25 V, la tensione minima di ingresso (V_{BE}) è di 0.7 V invece di 0.5 V, l'LM359 richiede in alcuni casi di condensatori di compensazione esterni (C_c) e richiede sempre una resistenza esterna (R_{set}), collegata tra i piedini 1 e 8, che stabilisce la corrente di programmazione I_{set}, corrente che può avere un valore massimo di 2 mA, e che influenza soprattutto la velocità dei CDA. Anche gli ingressi dell'LM359 non vanno collegati direttamente a tensioni senza interporre delle resistenze e la corrente agli ingressi può essere massimo di 10 mA. Infine nei circuiti con LM359 il valore massimo delle resistenze utilizzate (R_{in}, R_f, R_b, ecc.) non è di oltre 20 MΩ come nell'LM3900 ma ha un valore massimo inferiore (100 kΩ -2.2 MΩ) che dipende anche dal valore di I_{set}, inoltre in alcuni casi, per sfruttare la massima velocità dell'LM359 è necessario utilizzare resistenze di ingresso di valore inferiore a 1 kΩ, come vedremo più avanti.

Prima di utilizzare l'LM359 è MOLTO IMPORTANTE leggere l'ultimo paragrafo del capitolo 1 che contiene tutte le caratteristiche tecniche dell'LM359, la configurazione dei piedini, i valori massimi delle resistenze, indicazioni su I_{set}, C_c, ecc. e soprattutto i limiti da non superare.
Nei circuiti fondamentali sull'LM359 contenuti in questo paragrafo, non vengono indicati i piedini di alimentazione, per cui occorre tenere presente che il piedino 12 va collegato +V e i piedini 4 e 11 vanno collegati entrambi a massa.

Le formule di progetto già indicate per l'LM3900 sono valide anche per i circuiti con LM359 eccetto che in alcuni casi che verranno indicati più avanti. Infine, come già detto a proposito dell'LM3900, anche in questi circuiti è bene utilizzare resistenze al 5% e condensatori al 10% o meglio al 5%.

CORRENTE DI PROGRAMMAZIONE I_{set}

La corrente di programmazione I_{set} viene stabilita per entrambi i CDA dell'LM359, collegando una resistenza (R_{set}), di valore opportuno, tra i piedini 1 e 8 dell'integrato (fig. 2-162). Tale resistenza R_{set} è sempre necessaria. La corrente di programmazione I_{set} influenza soprattutto la velocità dei 2 CDA (una I_{set} più alta corrisponde ad una velocità elevata e viceversa) ed il valore massimo delle resistenze esterne (R_{in}, R_f, ecc.) utilizzabili (vedere paragrafo sulle caratteristiche dell'LM359 al capitolo 1).

La formula approssimativa per calcolare R_{set}, a partire da I_{set}, e +V è la seguente:

$$R_{set} \cong \frac{(+V) - 1.5V}{I_{set}} \qquad (2\text{-}94)$$

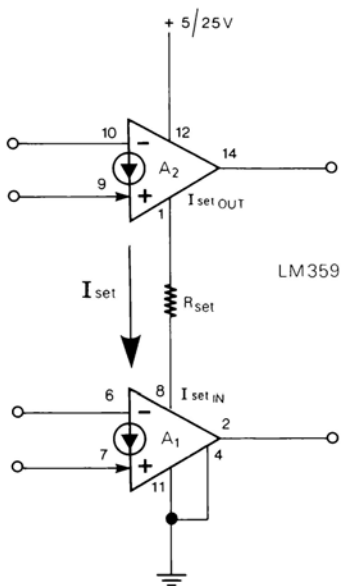



Figura 2-162

il valore ricavato (in Ω) va arrotondato al valore di resistenza standard più vicino.

La corrente I_{set} non deve superare il valore MASSIMO di 2 mA.

A seconda delle caratteristiche richieste la I_{set} può essere stabilita in pratica in un valore compreso tra 10 μA e 1 mA (vedere paragrafo sull'LM359 al capitolo 1). Nella maggior parte delle applicazioni, comunque, può essere scelto per I_{set} il valore ottimale di circa 0.5 mA.

Come si può intuire dalla formula (2-94) I_{set} varia al variare di +V, per cui se si vuole un determinato valore di I_{set} la tensione di alimentazione deve essere stabile.

Fare attenzione che nei circuiti fondamentali con LM359 esposti più avanti, vengono utilizzati vari valori di I_{set} e non sempre il valore di 0.5 mA.

CONDENSATORI DI COMPENSAZIONE C_c

Un'altra particolarità dei CDA LM359 è che in molte applicazioni (amplificatori, oscillatori, integratori, filtri, ecc.) occorre collegare ai piedini 3 e/o 13 dell'integrato (fig. 2-163) dei condensatori di compensazione (C_c) del valore di alcuni pF. A volte (per esempio negli amplificatori) possono essere necessari anche degli altri condensatori di compensazione esterni collegati in parallelo alle resistenze R_f, ecc.

S i piedini 3 e 13 non vengono utilizzati vanno lasciati APERTI.

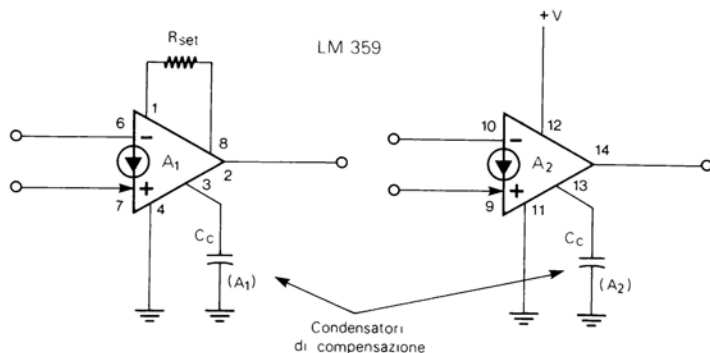



Figura 2-163

POLARIZZAZIONE

Il primo tipo di polarizzazione (fig. 2-1 par. 1) che è anche quello maggiormente utilizzato, può essere applicato senza modifiche anche all'LM359. Naturalmente anche la formula (2-1) per stabilire la tensione di uscita a riposo V_o rimane valida, unica differenza rispetto all'LM3900 è che il valore massimo di R_b ed R_f va limitato a seconda di I_{set}. Negli amplificatori, ecc. che usano questo tipo di polarizzazione, R_b deve essere scelta circa il doppio di R_f salvo diversa indicazione.

Anche la polarizzazione con V_{BE} (fig. 2-11 par. 7) può essere applicata all'LM359 e per calcolare R_b ed R_f si può utilizzare la formula (2-9) però, a differenza dell'LM3900, il valore di V_{BE} (che va inserito nella formula) è di 0.7 V e non di 0.5 V (vedere anche capitolo 1).

Infine, il terzo tipo di polarizzazione (fig. 2-13 par. 9), che usa una tensione negativa, può essere utilizzato senza modifiche e lo stesso vale per le formule (2-12) e (2-13) che rimangono invariate.

In tutte e tre le polarizzazioni non bisogna dimenticare di usare la resistenza R_{set} che è sempre necessaria per il funzionamento dell'LM359 ed il cui valore dipende anche dal tipo di applicazione dei CDA.

AMPLIFICATORI C.A.

Gli amplificatori c.a. sono le applicazioni nelle quali l'LM359 risulta più vantaggioso rispetto all'LM3900 specialmente per l'alta velocità di funzionamento. Nell'utilizzare,

però, l'LM359 come amplificatore c.a. occorre tenere presente alcune differenze che vengono indicate qui di seguito. Innanzitutto tutte le resistenze usate, come si è già visto, devono avere un valore massimo inferiore a quelle usate con l'LM3900, valore massimo che dipende anche da I_{set}. Inoltre nelle applicazioni ad alta frequenza la resistenza di ingresso (R_{in}) deve avere un valore inferiore ad 1 kΩ (e a volte inferiore a 200 Ω), questo per evitare che la stessa resistenza di ingresso formi con la capacità parassita di ingresso (fig. 2-164) un filtro passa basso che limiti la larghezza di banda. Naturalmente se si usano resistenze di ingresso molto basse occorre limitare

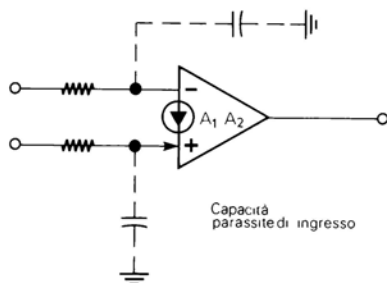



Figura 2-164

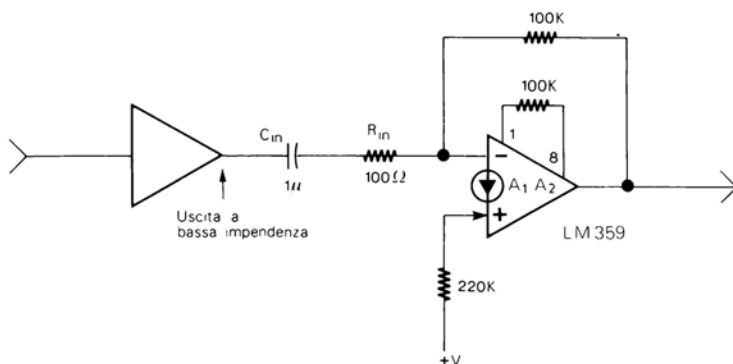



Figura 2-165

anche l'ampiezza del segnale di ingresso per evitare che venga superata la massima corrente ammessa agli ingressi dei CDA, inoltre l'ingresso stesso deve essere connesso ad una sorgente di segnale a bassa impedenza (fig. 2-165).

Un'altra cosa importante nel realizzare amplificatori con LM359 è che in alcuni casi occorrono dei condensatori di compensazione C_c (fig. 2-163) e/o C_f (fig. 2-166) di alcuni pF, questo in particolare negli amplificatori c.a. non invertenti, negli amplificatori c.a. invertenti con guadagni inferiori a 10 volte (LM359 è già compensato internamente per guadagni ad anello chiuso superiori a 10 volte), ecc. come vedremo più

avanti. Bisogna tenere presente che i condensatori di compensazione riducono la velocità e la larghezza di banda degli amplificatiri.

Per quanto riguarda la velocità ed il rapporto tra guadagno e larghezza di banda (che dipendono anche da I_{set}, C_c, e C_f) degli amplificatori con LM359, è bene rivedere quanto detto in proposito al paragrafo sull'LM359 del capitolo 1.

Tutte le formule di progettazione già indicate a proposito dell'LM3900 rimangono valide anche nei circuiti con LM359, salvo diverse indicazioni.

Il guadagno massimo dell'LM359 è di circa 72 dB (4000 volte).

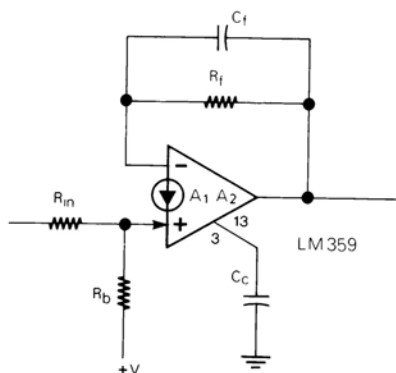



Figura 2-166

La fig. 2-167 mostra un amplificatore c.a. invertente con un guadagno di 20 dB (10 volte). Gli amplificatori invertenti con guadagni di 10 volte o più non richiederebbero condensatori di compensazione, in realtà nell'amplificatore di fig. 2-167 è risultato

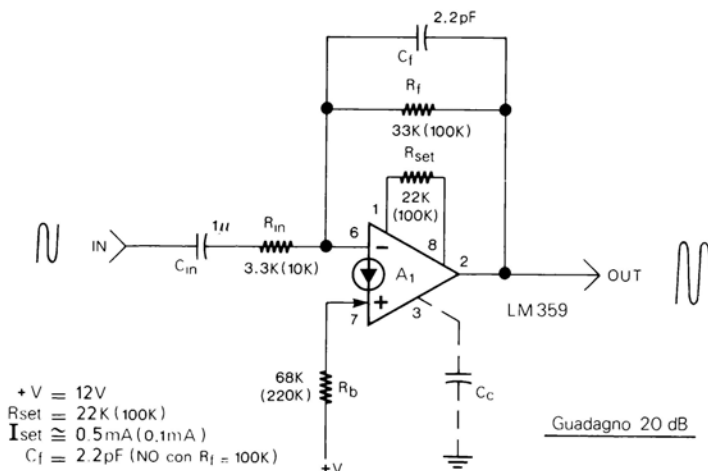



Figura 2-167

necessario un C_f di 1-2.2 pF, tale condensatore può essere eliminato usando i valori di R_{in}, R_f, R_b indicati tra parentesi nella figura e sostituendo R_{set} con una resistenza di 100 kΩ (I_{set} di ~ 0.1 mA), però con R_{set} più elevata si riduce la velocità. La formula del guadagno è la medesima indicata al par. 2. Come già detto più volte a proposito dei circuiti con LM3900 la resistenza di polarizzazione R_b deve essere più o meno il doppio di R_f.

La fig. 2-168 mostra un amplificatore NON invertente con LM359 con un guadagno di 20 dB. Per l'amplificatore non invertente rimangono valide le formule indicate nel

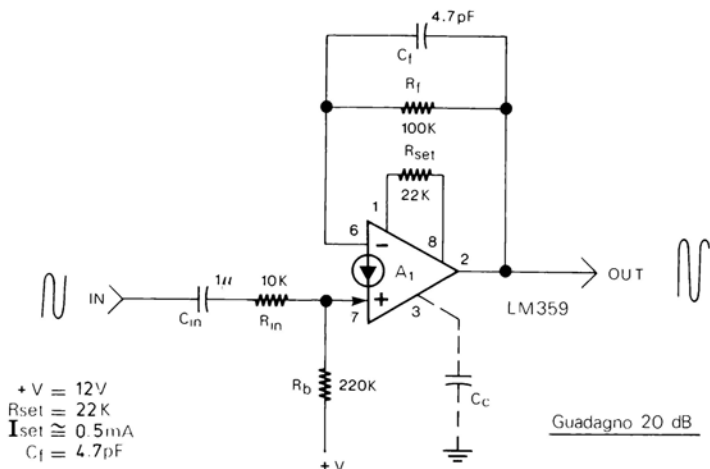



Figura 2-168

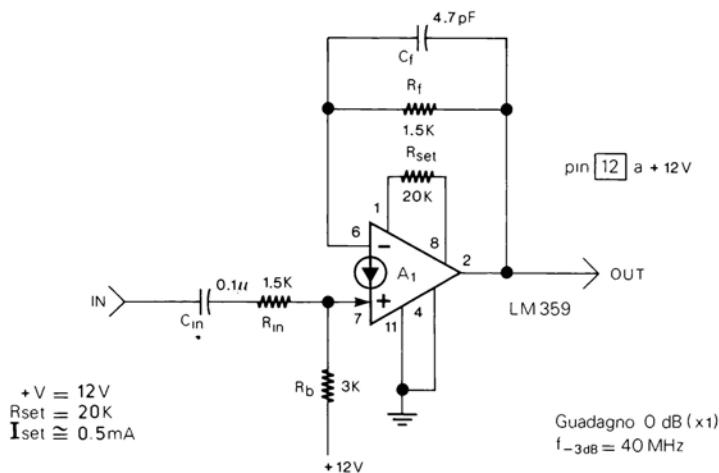



Figura 2-169

par. 4, comprese quelle relative ad r_d, anche se in molti casi questo valore risulta trascurabile. Nell'amplificatore non invertente con LM359 è sempre necessario aggiungere dei condensatori di compensazione anche per guadagni superiori a 10 volte. Nell'amplificatore di fig. 2-168 viene utilizzato un C_f di 4.7 pF.

Come si è detto i condensatori di compensazione riducono la velocità dell'LM359, per cui in applicazioni ad alta frequenza è preferibile usare amplificatori c.a. INVERTENTI con guadagno superiore a 10 volte e bassa resistenza di ingresso. In fig. 2-169 e in fig. 2-170 vi sono altri due esempi di amplificatori con LM359 tratti dalle applicazioni National. Il primo circuito (fig. 2-169) è un amplificatore separatore a guadagno unitario con frequenza di taglio a -3 dB di 40 MHz. Il secondo circuito (fig. 2-170) è un amplificatore video con una larghezza di banda di 30 MHz e un guadagno di 10 volte.

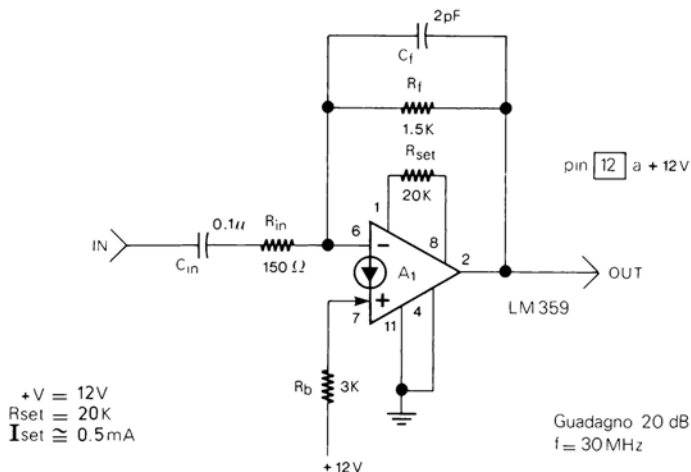



Figura 2-170

Per quanto riguarda i condensatori di compensazione (C_c e/o C_f), quando fossero necessari, il loro valore può essere determinato in parte in base alle indicazioni già date e in parte sperimentalmente. Come si è già detto, negli amplificatori Invertenti con un guadagno inferiore a 10 volte ed in tutti gli amplificatori Non Invertenti va utilizzato un C_f da 1-5 pF; con elevati carichi capacitivi in uscita può essere necessario in alcuni casi un C_c da 2-10 pF.

In applicazioni diverse dagli amplificatori può essere necessario un C_c di valore superiore a 10 pF. C_c e C_f vanno limitati al valore minimo necessario in quanto riducono lo Slew Rate e la larghezza di banda.

In tutti gli amplificatori c.a. con LM359 la frequenza di taglio inferiore (par. 3) e di conseguenza il valore adatto di C_{in} possono essere calcolati con la formula (2-3).

Anche per la riduzione del residuo c.a. sull'alimentazione (par. 6) si possono usare i circuiti di fig. 2-8 e 2-9, in quest'ultimo circuito è bene utilizzare per R_t ed R_s dei valori più bassi e per il condensatore elettrolitico dei valori più alti di quelli indicati in figura.

L'amplificatore c.a. invertente con polarizzazione V_{BE} (fig. 2-12 par. 8) può essere realizzato senza modifiche, con l'LM359 e lo stesso vale per le formule (2-10) e (2-11), è importante tenere presente, però, che nell'LM359 il valore di V_{BE} che va inserito nella formula (2-11) è di 0.7 V e non di 0.5 V.

L'LM359 può essere utilizzato anche nei seguenti circuiti: Attenuatore c.a. attivo (fig. 2-14 e 2-15 par. 10), Amplificatore differenziale c.a. (fig. 2-16, 2-17 e 2-18 par. 11), Amplificatori c.a. sommatori (fig. 2-23 e 2-24 par. 13), Amplificatori di potenza con CDA (fig. 2-35 e 2-36 par. 20). In tutti questi circuiti come anche nell'amplificatore con polarizzazione V_{BE} di cui si è già parlato, occorre come al solito utilizzare resistenze di valore più basso, un C_f di 1-5 pF ed eventualmente dei condensatori di compensazione C_c.

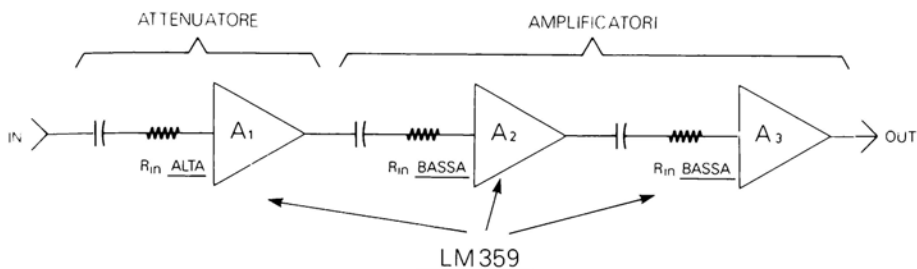



Figura 2-171

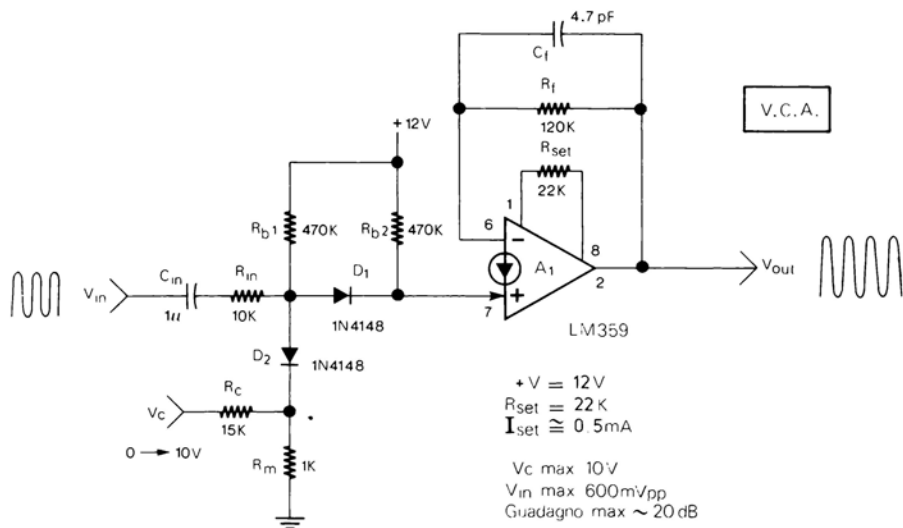



Figura 2-172

Negli amplificatori c.c. (par. 12, 17, 18, 19) è preferibile utilizzare l'LM3900 sia perchè in molti casi non occorre un'elevata velocità sia perchè l'LM3900 ha un costo più basso, contiene 4 CDA e funziona fino a 36 V.

Sempre a proposito di amplificatori adatti all'LM359 rimangono da esaminare gli Amplificatori ad alto guadagno e alta impedenza (par. 14) e l'Amplificatore controllato in tensione (par. 16). Per quanto riguarda gli amplificatori c.a. ad alto guadagno ed alta impedenza, è preferibile utilizzare l'LM3900 oppure, se occorre un'alta frequenza di funzionamento, utilizzare la disposizione indicata in fig. 2-171, con un'attenuatore ad alta impedenza di ingresso (A_1) seguito da 1 o 2 amplificatori a impedenza di ingresso più bassa ma a guadagno più elevato. Infine, l'amplificatore controllato in tensione (VCA) di fig. 2-29 (par. 16) va modificato come visibile in fig. 2-172; come si nota alcune resistenze sono state diminuite di valore ed è stato aggiunto un C_f, il guadagno massimo è di circa 20 dB, mentre la curva di funzionamento (vale a dire il rapporto tra guadagno e tensione di controllo V_c), è più o meno uguale a quella indicata in fig. 2-30.

FILTRI ATTIVI

L'LM359 può essere applicato praticamente a tutti i filtri attivi già esposti ai par. 23, 24, 25, 26, 27, 28, 29 e 30, occorre utilizzare però, come già detto a proposito de-

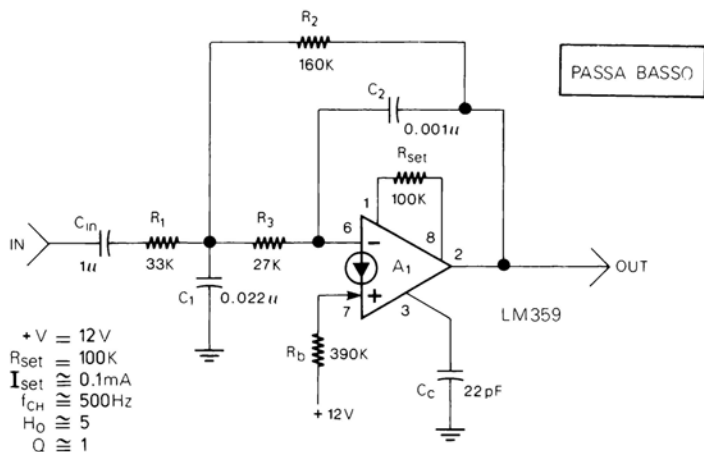



Figura 2-173

gli amplificatori, resistenze di valore più basso, (valore che dipende anche da I_{set}), e condensatori di compensazione C_c.

Da prove pratiche è risultato necessario utilizzare nei filtri attivi una I_{set} di 0.1 mA o inferiore (R_{set} di 100 kΩ con +V = 12 V) e dei condensatori C_c da 15-30 pF.

Tutte le formule dei filtri attivi della (2-23) alla (2-56) possono essere applicate, senza modifiche, anche per il calcolo dei filtri attivi con LM359. L'uso dell'LM359 consente di ottenere naturalmente filtri attivi con prestazioni superiori che con l'LM3900. Per esempio è possibile stabilire anche nei filtri con un solo CDA (fig. 2-45, 2-47 e 2-48) guadagno (H_o) e Q superiori a 10 e f_{CH}, f_{CL}, f_o, superiori a 100 kHz.

Anche per quanto riguarda i filtri attivi con LM359 è bene leggere prima le indicazioni generali contenute ai par. 21 e 22.

Come esempio di applicazione vengono riportati tre schemi di filtri attivi realizzati con LM359. Si tratta di: un filtro Passa Basso (fig. 2-173), un filtro Passa Alto (fig. 2-174) ed un filtro Passa Banda (fig. 2-175); come noterete le caratteristiche sono le

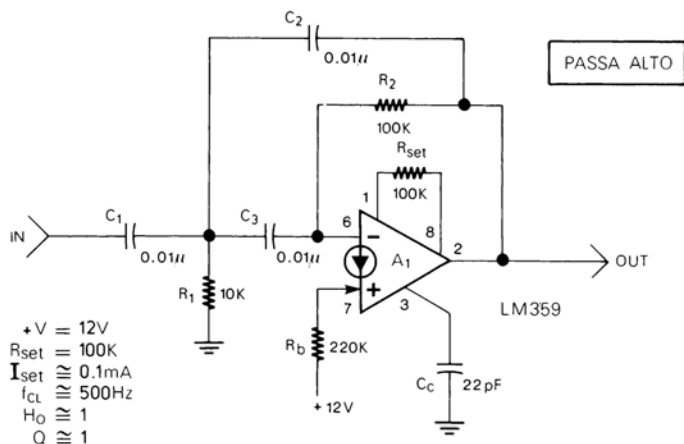



Figura 2-174

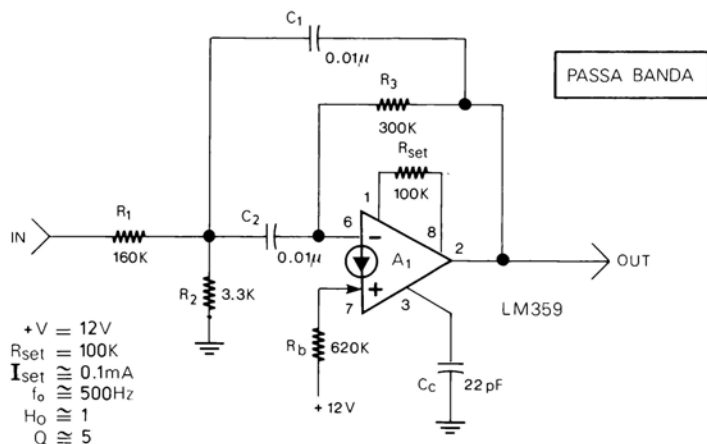



Figura 2-175

stesse, rispettivamente dei filtri di fig. 2-45 (par. 23), fig. 2-47 (par. 24) e fig. 2-48a (par. 25), naturalmente sono state utilizzate resistenze di valore più basso e condensatori di valore più elevato.

I tre filtri di fig. 2-173, 2-174, 2-175, hanno richiesto per un buon funzionamento una I_{set} di 0.1 mA e dei C_c di 22 pF.

Per quanto riguarda le caratteristiche di tali filtri mi è stato possibile ottenere, per esempio per il filtro Passa Basso, delle f_{CH} superiori a 60 kHz con H_o di 5 e Q di 1.

Anche le frequenze F_{CH}, f_{CL}, f_o dei filtri con LM359, possono essere misurate sperimentalmente nel modo indicato nelle figure 2-41 e 2-42.

Utilizzando valori adeguati per I_{set} e C_c l'LM359 può essere applicato, come già detto, anche agli altri filtri attivi (par. da 26 a 30), dei quali non vengono dati qui degli esempi pratici. Fanno eccezione i due filtri semplificati di fig. 2-63 e 2-65 che da alcune prove pratiche non sembrano funzionare bene con l'LM359.

con R C	freq (sperimen.)
33K 0.1µ	123 Hz
10 K 0.01µ	7.18 KHz
10 K 470 pF	113 KHz
3.3 K 22 pF	820 KHz

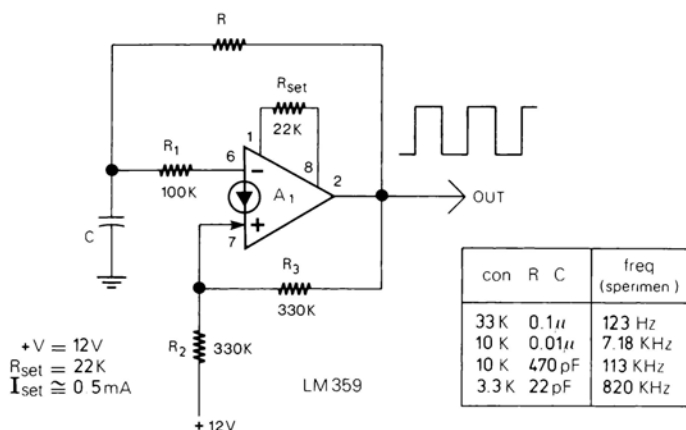



Figura 2-176

GENERATORI DI FORME D'ONDA

L'uso dell'LM359 nei Generatori di forme d'onda consente di ottenere frequenze di funzionamento più elevate che con l'LM3900.

La fig. 2-176 mostra un'oscillatore ad onda quadra senza C_c e con I_{set} di circa 0.5 mA. Nella stessa figura sono indicati alcuni valori di R e C e le corrispondenti frequenze di uscita misurate sperimentalmente. Per calcolare la frequenza dell'oscillatore ad onda quadra può essere utilizzata la formula (2-57) che fornisce dei risultati sufficientemente approssimati anche con l'LM359. L'LM359 può essere applicato anche ai: Generatori di impulsi con CDA (par. 32), Oscillatori ad onda quadra a tre fasi (par. 33), Generatori di impulsi in sequenza (par. 34) e UJT con CDA (par. 35); però le frequenze di funzionamento e le larghezze degli impulsi possono essere diverse da quanto calcolato con le formule da (2-58) a (2-64).

Figura 2-177

C1 C2	freq (sperimen.)
0.1μ	3490 Hz
0.01μ	31.4 KHz
0.001μ	346 KHz
470pF	620 KHz

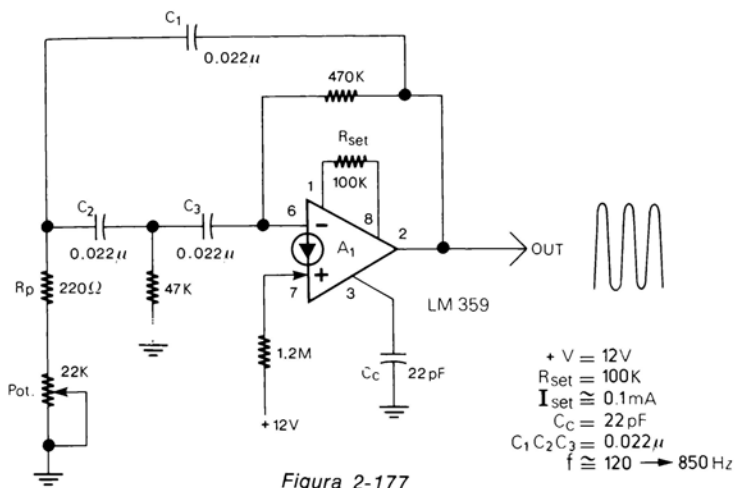
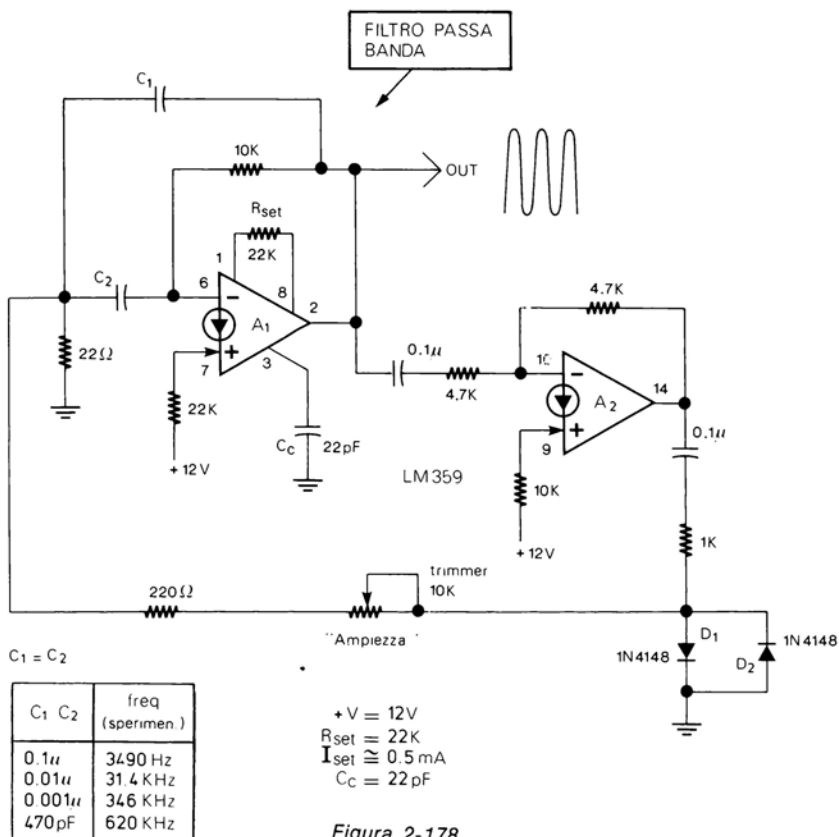



Figura 2-178

Per quanto riguarda gli Oscillatori Sinusoidali l'LM359 non risulta funzionare molto bene nel circuito a sfasamento di fig. 2-81 (par. 37) e nel circuito di fig. 2-83 (par. 39), funziona bene, invece, nei circuiti di fig. 2-79 e 2-80 (par. 36) e nell'Oscillatore Sinusoidale variabile di fig. 2-82 (par. 38), naturalmente utilizzando in alcuni casi resistenze di valore più basso e condensatori di compensazione C_c.

L'Oscillatore Sinusoidale variabile con LM359 è in fig. 2-177. Come si nota tale circuito richiede una I_{set} di 0.1 mA e un C_c di 22 pF. Con i valori indicati in figura la frequenza può essere regolata da 120 a 850 Hz. Con I_{set} di 0.1 mA il circuito consente, comunque, di ottenere onde sinusoidali con frequenze fino a 40-50 kHz (con C_1, C_2, C_3 = 100 pF, R_p = 10 kΩ e potenziometro di 4.7 kΩ).

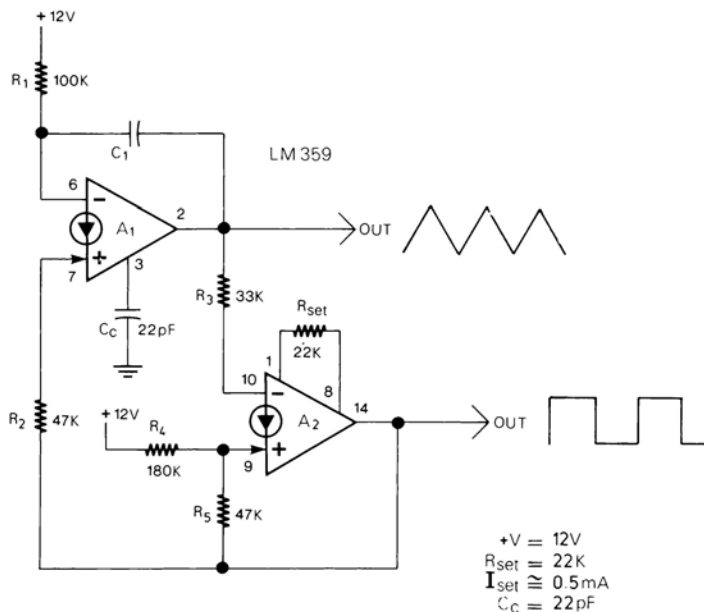
Ai circuiti già esposti va aggiunto il generatore sinusoidale di fig. 2-178 tratto dalle note applicative National. L'onda sinusoidale viene formata dai due diodi D_1 e D_2, e quindi filtrata da un filtro Passa Banda (A_1). La frequenza di funzionamento dipende dai due condensatori C_1 e C_2 che sono uguali. Nella tabella sempre in fig. 2-178, sono indicati alcuni valori di C_1 e C_2 e le corrispondenti frequenze di uscita misurate sperimentalmente. La frequenza massima di funzionamento dell'oscillatore è di circa 1 MHz. Il trimmer da 10 kΩ serve per modificare l'ampiezza dell'onda di uscita e va re-

C1	freq (sperimen.)
0.1u	75 Hz
0.022u	350 Hz
0.01u	720 Hz
0.001u	6.85 KHz
100 pF	66.5 KHz

Figura 2-179

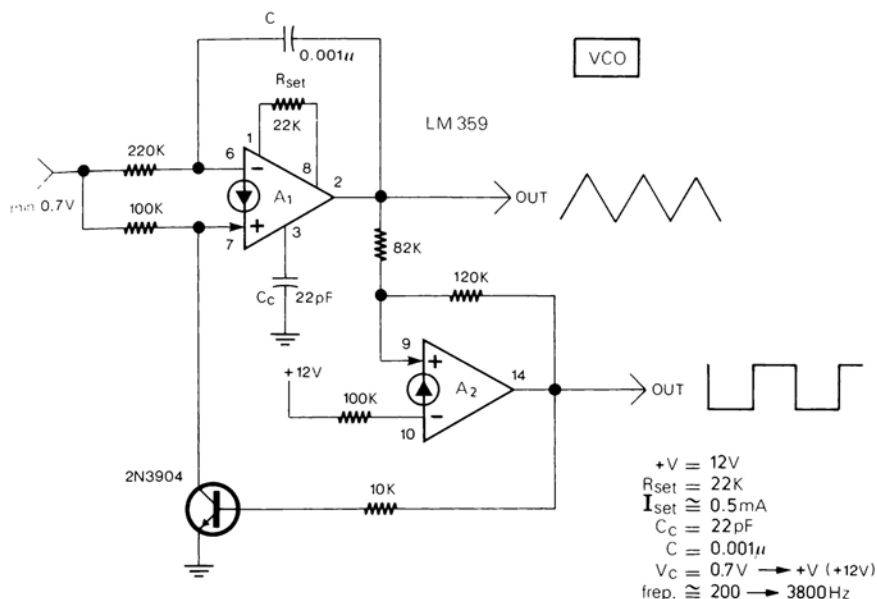



Figura 2-180

golato in modo da ottenere, oltre che l'ampiezza richiesta anche un'onda di buona qualità. Con l'LM359 è possibile realizzare anche degli Integratori (par. 40) i quali richiedono dei condensatori di compensazione C_c.

L'oscillatore ad onde triangolari e quadre (fig. 2-179), che utilizza, appunto, un'integratore, ha lo stesso funzionamento del circuito di fig. 2-91 (par. 43). Naturalmente, come al solito, sono state utilizzate resistenze più basse, ed un C_c di 22 pF per l'integratore (A_1). Sempre in fig. 2-179 sono indicati alcuni valori del condensatore C_1 e le corrispondenti frequenze misurate sperimentalmente.

L'ultimo circuito relativo ai Generatori di forme d'onda e l'oscillatore controllato in tensione (fig. 2-97 par. 45) il cui schema modificato per l'LM359 è visibile in fig. 2-180. Una differenza rispetto al circuito di fig. 2-79 è che nel VCO con LM359 la tensione di controllo (V_c) minima è di 0.7 V e non 0.5 V.

Anche dell'oscillatore controllato in tensione (VCO) viene riportata una seconda versione (fig. 2-181) più veloce, tratta dalle note applicative National. La maggiore velocità è ottenuta utilizzando un trigger di Schmitt TTL, invece che con CDA. Naturalmente sia il trigger TTL che l'LM359 (A_1) devono essere alimentati a +5 V.

In fig. 2-181 viene utilizzato l'integrato TTL tipo 74132 che contiene quattro triggers di Schmitt a due ingressi; tale integrato può essere sostituito da altri triggers di Schmitt TTL doppi, quadrupli o sestupli come: 7413, 7414, 74LS13, 74LS14, 74LS132, 74S132. Nel circuito di fig. 2-181 R_2 deve essere uguale ad R_3 ed R_1 deve essere, più o meno, quattro volte R_2. Inoltre tutte e tre le resistenze devono avere valori più bassi possibile per ottenere le frequenze più elevate. La massima frequenza

di funzionamento può essere superiore a 2 MHz. Nella tabella, sempre in fig. 2-181, sono indicati alcuni valori di C e le relative frequenze di uscita misurate sperimentalmente regolando V_c da 0.8 a 5 V.

Anche i rimanenti circuiti oscillatori (par. 47, 48 e 49) possono essere realizzati con l'LM359 aggiungendo all'integratore il solito condensatore di compensazione C_c.

con $R_1 = 10K$ $R_2 = R_3 = 2.2K$	
C	freq. (sperimentale)
0.1 μ	30 Hz → 2800 Hz
0.01 μ	50 Hz → 27.5 KHz
0.001 μ	100 Hz → 280 KHz
100 pF	1 KHz → 2.2 MHz

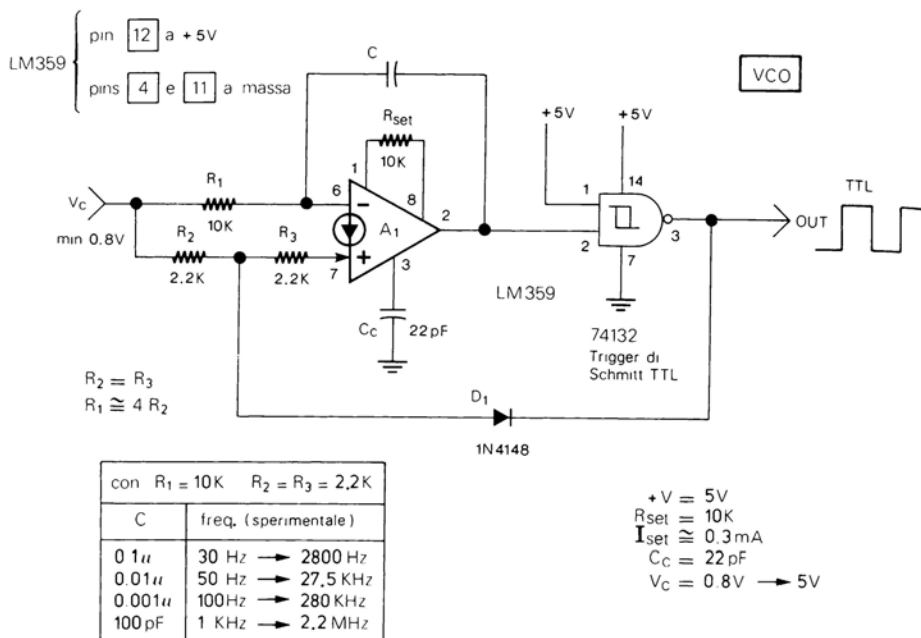



Figura 2-181

ALIMENTATORI E GENERATORI DI CORRENTE

Negli alimentatori e nei generatori di corrente (par. 50, 51, 52, 53, 54, 55) è preferibile utilizzare l'LM3900, sia perchè non occorre un'elevata frequenza, sia per il basso costo e sia perchè l'LM3900 può funzionare fino a 36 V. Comunque, se si volesse utilizzare l'LM359 in circuiti alimentatori, occorre tenere presente che V_{BE} (presente in alcune formule) è di circa 0.7 V.

COMPARATORI DI TENSIONE E TRIGGERS DI SCHMITT

L'LM359 può essere utilizzato anche in circuiti comparatori (par. 56, 57, 58) come visibile in fig. 2-182. Tale comparatore può funzionare a frequenze superiori a 1 MHz. Le due resistenze di ingresso devono avere un valore massimo di 100 kΩ con I_{set} di 0.5 mA. Per quanto riguarda le correnti di uscita I_{source} e I_{sink} si può vedere quanto detto in proposito nel paragrafo sull'LM359 del capitolo 1.

Comunque, per quanto riguarda i comparatori di tensione, se occorre maggiore velocità e specialmente maggiore precisione, è preferibile utilizzare, invece dei CDA LM3900 e LM359, uno dei tanti integrati (come μA 710, LM311, ecc.) progettati appositamente per tale scopo.

Quanto detto vale anche per i triggers di Schmitt (par. 61). Sempre a proposito dei triggers di Schmitt, in fig. 2-183 è visibile, come esempio, un trigger non invertente con LM359. Le formule, da (2-83) a (2-87), per calcolare i vari valori, rimangono valide anche nei triggers di Schmitt con LM359.

Un'ultima nota riguarda la formula (2-80), relativa al Rivelatore di corrente (par. 59), nella quale 0.5 va sostituito con 0.7 se nel circuito (fig. 2-124) si usa l'LM359.

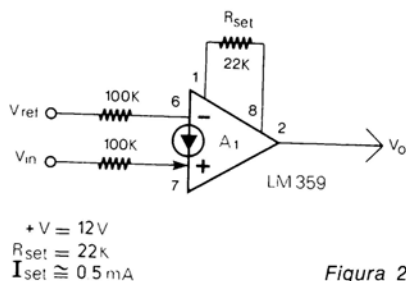



Figura 2-182

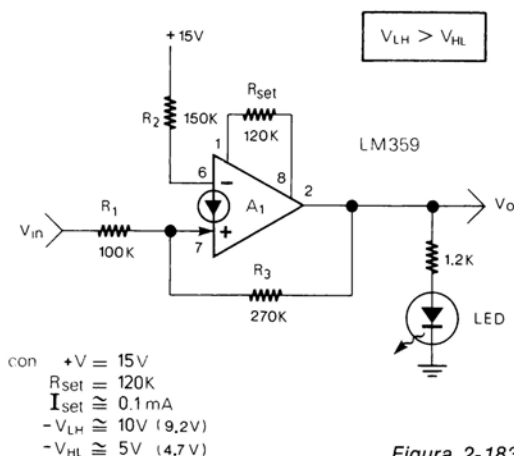



Figura 2-183

CONTROLLI «AL TOCCO»

Nei circuiti di controllo al tocco (fig. 2-126 e 2-127 par. 60) è indispensabile utilizzare l'LM3900 in quanto, come si può notare, i circuiti richiedono l'uso di resistenze di elevato valore ed anche perchè nei controlli al tocco la maggiore velocità dell'LM359 non è affatto necessaria. Inoltre l'LM3900 contiene 4 CDA ed ha un costo inferiore il che torna utile quando occorre molti sensori al tocco.

CIRCUITI LOGICI

L'LM359 è applicabile, con alcune modifiche, alla maggior parte dei circuiti logici esposti nei par. 63, 64 e 66 di questo capitolo e nelle figure da 7-35 a 7-55 del capitolo 7.

L'uso dell'LM359 (con I_{set} di 0.5 mA) permette di ottenere circuiti logici con velocità più elevata (anche oltre 1 MHz) e con una tensione di funzionamento compresa tra 5 e 25 V massimo.

Dato l'elevato Slew Rate dell'LM359 è anche possibile collegare l'uscita dei circuiti logici con questi CDA, direttamente all'ingresso di logiche più veloci, come TTL o CMOS, senza interporre il circuito di fig. 2-140 (par. 65) che serviva, appunto, ad aumentare lo Slew Rate dell'LM3900. Naturalmente se si collegano i CDA a TTL o CMOS occorre che i rispettivi livelli logici siano compatibili.

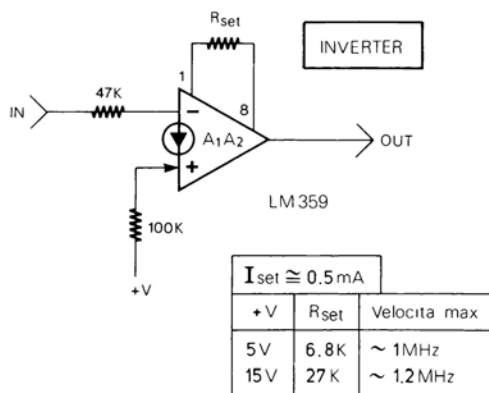



Figura 2-184

Nei circuiti logici con LM359 occorre utilizzare resistenze di valore più basso che con l'LM3900. In fig. 2-184 è visibile un INVERTER logico che utilizza resistenze con un valore pari alla metà rispetto a quelle usate in fig. 7-36. La I_{set} deve essere di 0.5 mA. Nella tabella, sempre in fig. 2-184, sono indicate le R_{set} da utilizzare con +V di 5 V e di 15 V, nella stessa tabella sono indicate anche le velocità massime approssimative dell'Inverter.

Nei circuiti logici occorre che la I_{set} sia di circa 0.5 mA per cui è necessario, oltre che utilizzare una R_{set} di valore adeguato, anche che +V sia stabile in quanto I_{set} varia al variare di +V. Nella seguente tabella sono indicati alcuni valori di +V ed i corrispondenti valori di R_{set} da utilizzare per ottenere alle varie tensioni una I_{set} intorno a 0.5 mA:

+V	Rset
5V	6.8K
10V	15K
15V	27K
20V	39K
25V	47K

In fig. 2-185 e 2-186 sono riportati altri due circuiti logici, rispettivamente un OR ed un AND. Anche in questi circuiti i valori delle resistenze utilizzate sono la metà di quelle utilizzate nei circuiti di fig. 7-37 e 7-39, la stessa regola vale anche per le altre Porte logiche.

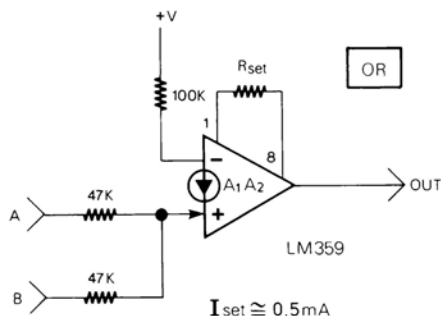



Figura 2-185

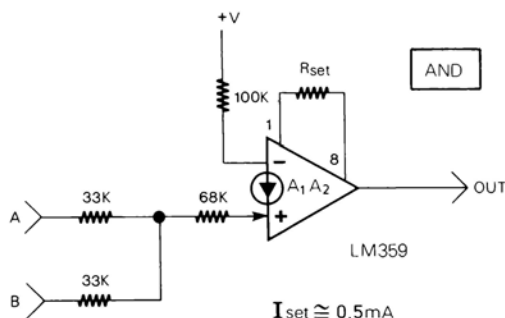



Figura 2-186

Il Flip-Flop di fig. 7-46a ha richiesto un maggior numero di modifiche, come visibile in fig. 2-187. Le resistenze sono la metà ed anche i condensatori sono stati ridotti a 1/10 o meno. Il Flip-Flop di fig. 2-187 può ricevere una frequenza di ingresso (f_{in}) minima inferiore a 0.1 Hz. La frequenza massima dipende, invece,dal valore di I_{set}. Nella tabella, sempre in fig. 2-187, sono indicati i valori di R_{set} da utilizzare per ottenere (con +V di 12 V) I_{set} di 0.1 mA, 0.3 mA e 1 mA (valore massimo). Nella stessa tabella sono indicati, a seconda delle I_{set}, i valori massimi di f_{in} utilizzabili; accanto a ciascuna delle tre frequenze viene indicata tra parentesi la frequenza massima praticamente utilizzabile.

Anche i rimanenti circuiti logici possono essere realizzati con l'LM359, utilizzando bassi valori di resistenze e le I_{set} più adeguate.

con +V = 12V		
R_{set}	I_{set}	max f_{in}
100K	~ 0.1mA	> 100 KHz (50KHz)
33K	~ 0.3mA	> 300 KHz (150KHz)
10K	~ 1mA (max!)	> 500 KHz (300KHz)

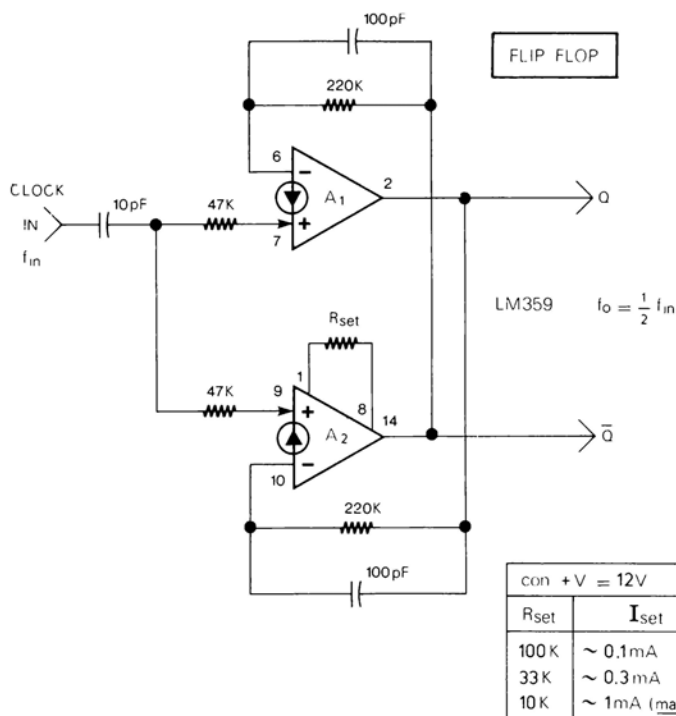



Figura 2-187 min $f_{in} < 0.1$Hz

TEMPORIZZATORI, SCR CON CDA, GENERATORI DI RUMORE BIANCO, OSCILLATORE AD ONDA QUADRA CON 2 CDA

Di questi quattro circuiti (par. 67, 68, 69, 70) l'LM359 può essere utilizzato, con qualche modifica ai valori delle resistenze, nell'oscillatore ad onda quadra con 2 CDA (fig. 2-150 par. 70) dove consente di ottenere frequenze più elevate e nell'SCR con CDA (fig. 2-146 par. 68) nel quale permette di ottenere la riduzione della velocità di innesco t_{on}. Nei Temporizzatori (par. 67), invece, è preferibile utilizzare l'LM3900 sia perchè non occorre un'alta velocità, sia per la possibilità di usare resistenze di valore elevato. Infine, per realizzare Generatori di rumore bianco (par. 69) è preferibile utilizzare i circuiti già indicati o meglio ancora altri circuiti con transistor (vedere capitolo 5).

ALTRI CIRCUITI

In conclusione di questo capitolo rimangono da esaminare i circuiti del par. 71. Ad una parte di questi circuiti può essere applicato l'LM359, con l'esclusione del circuito Ramp e Hold (fig. 2-158) e del circuito rivelatore di temperatura (fig. 2-161).

CAPITOLO 3

INDICAZIONI GENERALI SUI CIRCUITI PRATICI

Prima di realizzare i circuiti pratici, contenuti nei capitoli dal 4 all'11, è MOLTO IMPORTANTE leggere questo capitolo che contiene alcune indicazioni generali, le configurazioni dei semiconduttori e alcune note da tenere sempre presente.

NOTE SULL'INTEGRATO LM3900 E LIMITI DI FUNZIONAMENTO

— Tutti i circuiti pratici utilizzano l'integrato LM3900 (che ha una tensione massima di funzionamento di 36 V); la configurazione dei piedini di tale integrato è in fig. 3-

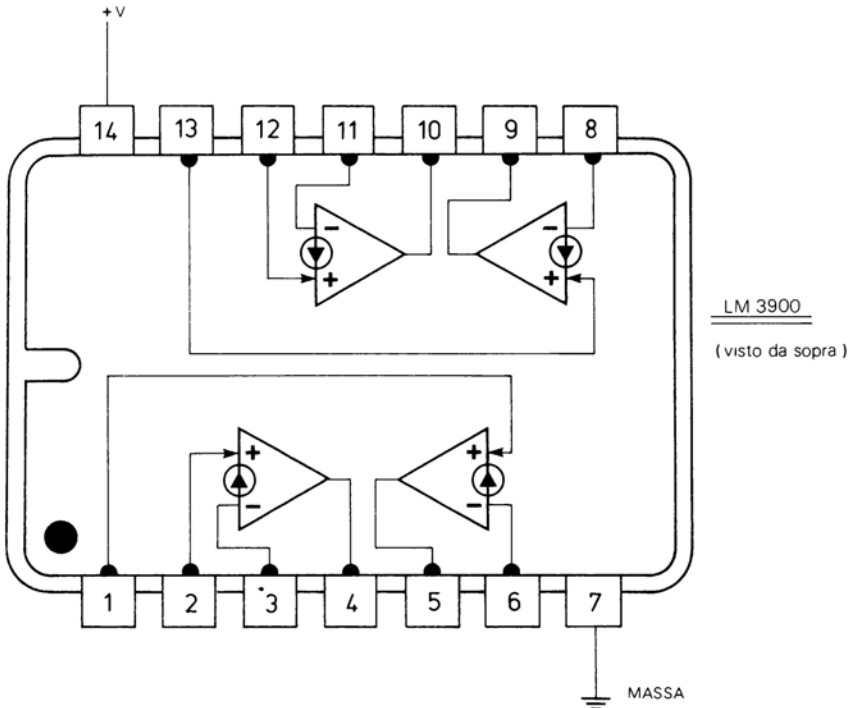



Figura 3-1

1. Oltre all'LM3900 in alcuni circuiti possono essere utilizzati anche l'MC3301 o l'MC3401, tenendo presente che questi ultimi hanno una tensione di alimentazione massima rispettivamente di 28 V (per l'MC3301) e di 18 V (per l'MC3401), quindi più bassa dell'LM3900.

- In tutti i circuiti pratici non sono indicati i numeri dei piedini di ingresso e uscita dei CDA usati in quanto i 4 CDA di un LM3900 sono tutti uguali e possono essere, quindi, usati indifferentemente (nel realizzare i circuiti potete fare riferimento alla fig. 3-1).
- Nella maggior parte dei circuiti NON SONO indicati neanche i piedini di alimentazione e di massa dell'LM3900. Tenete presente, quindi, che tutti i Pin 14 degli LM3900 usati vanno al positivo dell'alimentazione (+V) mentre tutti i Pin 7 vanno collegati a massa, fate anche attenzione a non invertire i Pin 14 e 7 o, se usate degli zoccoli, a non inserire l'integrato al contrario.
- Negli schemi dei circuiti i CDA non sono orientati tutti nello stesso modo ma possono essere orientati in vari modi (fig. 3-2), è importante ricordare questo perchè se per distrazione si invertono i collegamenti agli ingressi di uno dei CDA, il circuito può avere un funzionamento diverso o nessun funzionamento.

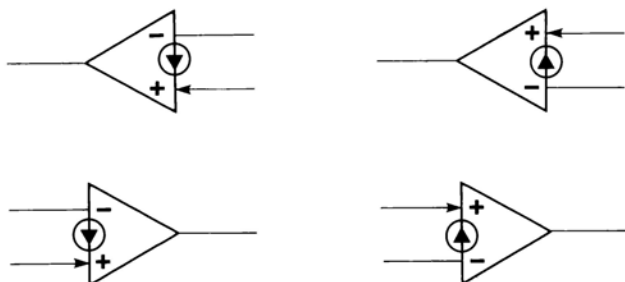



Figura 3-2

- Nell'usare l'integrato LM3900 bisogna fare attenzione a non oltrepassare i limiti massimi di funzionamento, in particolare, la tensione di alimentazione deve essere compresa tra 4 e 36 V, gli ingressi NON devono essere mai collegati direttamente o tramite pulsanti, diodi, ecc. nè alla tensione di alimentazione (+V) nè ad una tensione esterna senza interporre delle resistenze, le correnti che entrano negli ingressi + e - dei CDA non devono MAI superare i 20 mA come valore massimo ammesso (nella maggior parte dei casi per un buon funzionamento le correnti di ingresso vanno limitate a 1-2 mA), anche con le resistenze si deve evitare di collegare agli ingressi tensioni negative, l'uscita di un CDA può essere erroneamente cortocircuita senza danno, verso massa o verso +V, solo per pochissimi secondi. Le caratteristiche complete e gli altri valori massimi dell'LM3900 (e degli MC3301 e MC3401) sono nella seconda parte del capitolo 1, i circuiti fondamentali con i CDA sono, invece, nel capitolo 2.

ALIMENTAZIONE DEI CIRCUITI

– La tensione di alimentazione dei circuiti pratici è indicata ogni volta vicino al titolo del circuito stesso e nello schema del circuito. A seconda del circuito, può essere indicata una tensione fissa (fig. 3-3a) che si può variare di qualcosa senza influenzare il funzionamento del circuito, oppure può essere indicata una tensione minima e massima (fig. 3-3b), oppure ancora può essere una tensione fissa e la tolleranza massima ammessa (fig. 3-3c); in quest'ultimo caso se si usa una tensione molto al di fuori della tolleranza indicata, il circuito può avere un funzionamento diverso da quello richiesto. Per alimentare tutti i circuiti, e in particolare quelli che richiedono una tensione precisa, può essere molto comodo utilizzare i regolatori di tensione fissi a tre terminali disponibili sul mercato sotto varie sigle (7805, 7812, LM309, LM340, ecc.); l'uso di questi regolatori consente di avere delle tensioni di alimentazione stabili e precise. La tensione di ingresso dei regolatori a tre terminali deve essere di alcuni Volt superiore alla tensione di uscita, inoltre, in alcuni casi può essere necessario anche un dissipatore; comunque, per ogni indicazione sui regolatori è bene consultare i Data Books delle Ditte costruttrici.

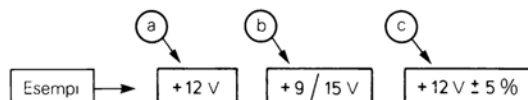



Figura 3-3

RESISTENZE

– Le resistenze possono essere da 1/4 o 1/2 W, salvo diversa indicazione.

– I valori devono essere compresi tra un minimo di 5 kΩ ed un massimo di 20 MΩ.

– TUTTE le resistenze utilizzate nei circuiti devono avere una tolleranza del 5%. In molti circuiti, se si usano resistenze con tolleranze maggiori del 5%, si può ottenere un funzionamento diverso da quello richiesto o anche nessun funzionamento.

– Se in un circuito è necessario un valore di resistenza difficile da trovare (per esempio 200 kΩ) si possono utilizzare dei valori di resistenze più comuni, posti in serie o in parallelo secondo le necessità (nell'esempio della resistenza da 200 kΩ si possono utilizzare due resistenze da 100 kΩ in serie).

– Le fotoresistenze (LDR), utilizzate in alcuni circuiti, devono avere una resistenza in luce di 200 - 1000Ω ed una resistenza in buio superiore ad 1 MΩ.

– In molti circuiti vengono utilizzati dei termistori NTC da 1 kΩ, 2.2 kΩ e 6 kΩ. Se la temperatura è elevata la NTC deve essere di tipo con contenitore metallico.

TRANSISTORI
NPN 2N3903
NPN 2N3904
PNP 2N3906
E B C
NPN 2N3391
NPN 2N3392
E C B
NPN 2N5321
PNP 2N5323
C B E
NPN 2N2222
C B E
DARLINGTON
NPN
TIP 120
(Texas Instr.)
B C E
FET
FET P
2N3820
S G D
REGOLATORI DI
TENSIONE A 3
TERMINALI
78L05 (5V 100 mA)
78L12 (12V 100 mA)
USCITA (Vo) 2
3
MASSA
1 INGRESSO (Vin) max 30V

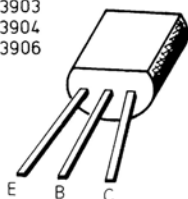
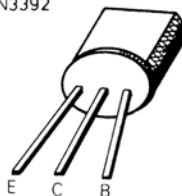
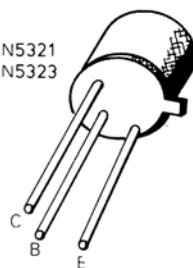
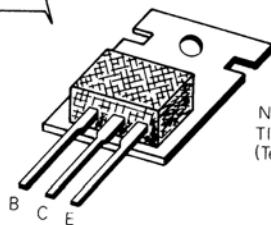
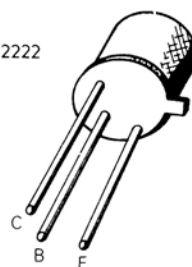
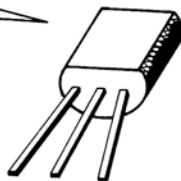



Figura 3-4

CONDENSATORI

- Nei vari circuiti, i condensatori che hanno vicino una P in un riquadro (|P|) devono essere poliestere o altro tipo non polarizzato con tolleranza del 10% o meglio del 5%. In alcuni circuiti, se al posto di tali condensatori se ne usano altri con tolleranza superiore al 10%, si può ottenere un funzionamento diverso da quello richiesto.
- I condensatori elettrolitici possono essere di qualsiasi tipo e di buona qualità. La tensione di lavoro degli elettrolitici è indicata ogni volta e dipende dalla tensione di alimentazione, in ogni caso la tensione di lavoro degli elettrolitici può essere scelta di valore doppio, o quasi, della tensione di alimentazione.
- Per tutti gli altri condensatori, nè poliestere nè elettrolitici, si possono utilizzare dei comuni condensatori ceramici o di altro tipo.

ALTRI SEMICONDUTTORI UTILIZZATI

- Nei circuiti pratici oltre all'LM3900 vengono utilizzati anche altri semiconduttori (transistori, FET, LED, ecc.).
- In fig. 3-4 sono indicate le configurazioni dei terminali di tutti i transistori, darlington, FET e regolatori di tensione a tre terminali, utilizzati. Tenete presente che, in alcuni casi, specialmente per transistori e FET, la configurazione dei terminali può cambiare a seconda della Ditta produttrice. Tutti i dispositivi indicati in fig. 3-4 possono essere sostituiti con altri di caratteristiche equivalenti tranne che non sia specificatamente richiesto l'uso di un determinato tipo (per esempio nei generatori di rumore bianco occorre utilizzare dei transistori in grado di produrre un'elevato livello di fruscio).
- I diodi utilizzati sono, a seconda delle necessità circuitali degli 1N4001 e 1N4148, due tipi di diodi al silicio molto comuni. Si possono utilizzare anche dei diodi con caratteristiche equivalenti; al posto dell'1N4001 va bene qualsiasi diodo da 50-100 V 1A, al posto dell'1N4148 si può usare qualsiasi diodo veloce da 50-100 V 10-20 mA (come per esempio 1N914). Naturalmente occorre fare attenzione ad inserire i diodi nel verso giusto (fig. 3-5).

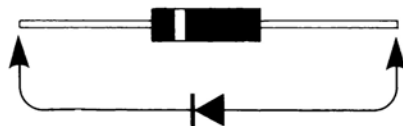



Figura 3-5

- In alcuni circuiti vengono utilizzati degli Zener da 1/2 W; le sigle e le tensioni dei tre tipi usati sono: 1N752 (5.6 V), 1N754 (6.8 V) e 1N757 (9 V).
- La fig. 3-6 mostra come individuare i terminali dei LED guardando attraverso i loro contenitori trasparenti. Come si vede, il terminale a coppetta che contiene il semi-

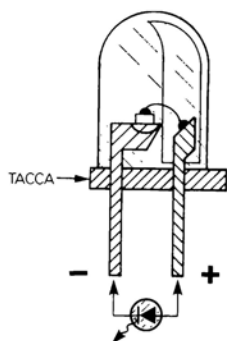



Figura 3-6

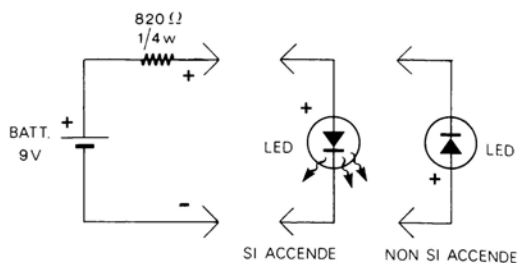



Figura 3-7

conduttore, corrisponde al –. Per identificare i terminali dei LED e contemporaneamente verificare il loro buon funzionamento è, comunque, preferibile utilizzare una batteria da 9 V con in serie una resistenza da 820Ω, nel modo indicato in fig. 3-7.

ALTRE INDICAZIONI

– In alcuni circuiti, in parallelo ai relè e agli altoparlanti, è collegato un diodo 1N4001 nel modo indicato in fig. 3-8a e 3-8b. I diodi vanno collegati ESATTAMENTE come nella figura (anche se può sembrare sbagliato) in quanto essi servono per eliminare i picchi di tensione negativa prodotti dagli avvolgimenti dei relè e degli altoparlanti, e che altrimenti potrebbero danneggiare i transistori pilota. Biso-

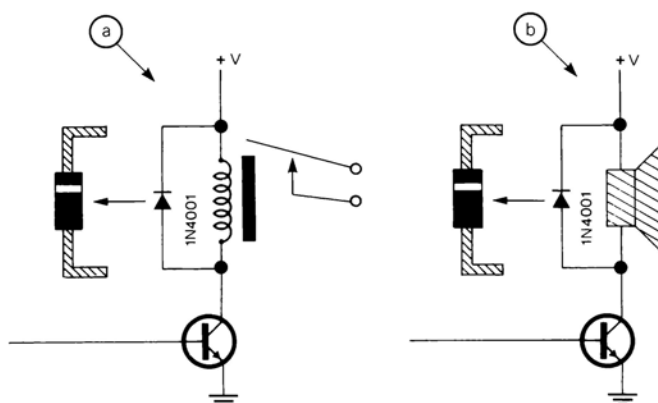



Figura 3-8

gna fare molta attenzione a non collegare i diodi nel modo inverso a quello indicato, in quanto la tensione di alimentazione risulterebbe collegata direttamente al collettore del transistore, che verrebbe distrutto.

- Tutti i pulsanti utilizzati sono di tipo Normalmente Aperto (N.A.) tranne che nel circuito di fig. 7-50 (capitolo 7) che richiede un pulsante diverso.
- In alcuni circuiti amplificatori il guadagno o l'attenuazione sono indicati in dB. Nella tabella 3-1 vengono dati alcuni dei valori di amplificazione e attenuazione usati più spesso ed i loro corrispondenti in dB (per esempio un'amplificazione di 10 volte corrisponde ad un guadagno di 20 dB).

Tabella 3-1

GUADAGNO	**+dB**
x1000	60 dB
x 300	50 dB
x 100	40 dB
x 50	34 dB
x 30	30 dB
x 20	26 dB
x 10	20 dB
x 5	14 dB
x 4	12 dB
x 3	9.5 dB
x 2	6 dB
x 1	0 dB
ATTENUAZIONE	**−dB**
x0.707 (7/10)	−3 dB
x0.5 (1/2)	−6 dB
x0.25 (1/4)	−12 dB
x0.2 (1/5)	−14 dB
x0.1 (1/10)	−20 dB
x0.05 (1/20)	−26 dB
x0.02 (1/50)	−34 dB
x0.01 (1/100)	−40 dB

REALIZZAZIONE PRATICA DEI CIRCUITI

- I vari circuiti possono essere realizzati in pratica utilizzando un circuito stampato disegnato appositamente, oppure usando uno dei vari tipi di piastre forate disponibili in commercio per tali montaggi. Naturalmente bisogna fare attenzione ad effettuare i collegamenti, esattamente come indicato nei vari schemi dei circuiti. Occorre, inoltre, tenere sempre presente le indicazioni generali esposte in questo capitolo.

CAPITOLO 4

CIRCUITI AUDIO

Questo quarto capitolo con cui si iniziano i circuiti pratici espone alcuni Circuiti Audio, per i quali i CDA sono particolarmente adatti. Alcuni interessanti circuiti di questo capitolo sono il Controllo di Volume «al tocco» senza potenziometro, il Crossover Elettronico ed il Relè Audio per registratori a cassetta o di altro tipo.

CONTROLLO DI VOLUME «AL TOCCO»

+ 12 V ± 5%

Questo circuito è spiegato nello schema blocchi di fig. 4-1. Il segnale audio di ingresso viene inviato ad un preamplificatore, all'uscita di questo, invece di esserci il solito potenziometro di volume, slider o rotativo, vi è il circuito di fig. 4-2 che consente di aumentare o di diminuire il volume toccando due diversi sensori «al tocco» (vedere cap. 2 par. 60). Il segnale in uscita di tale circuito viene normalmente inviato ad un amplificatore di potenza.

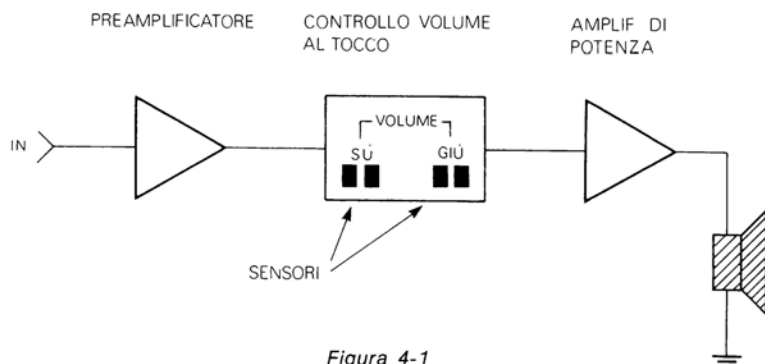



Figura 4-1

Il segnale all'ingresso, che non deve essere superiore a 50 mVpp, viene inviato all'amplificatore A_1. All'uscita di A_1 vi è il vero e proprio circuito di controllo del volume formato da C_2, R_4 e Q_1. R_4 e la resistenza interna di Q_1 formano un partitore resistivo variabile. L'amplificatore A_2 preleva tramite C_3 il segnale da inviare all'amplificatore di potenza proprio nel centro di tale partitore (punto A). La resistenza interna Drain/Source del FET Q_1 e di conseguenza l'ampiezza del segnale nel punto A, dipendono dalla tensione presente sul Gate (G) del FET stesso. Tale tensione è la stessa presente ai capi di C_6. Toccando il sensore «SU» l'uscita di A_3 sale alla massima

Figura 4-2

tensione e tramite D_1 ed R_{16} carica progressivamente C_6. La resistenza D/S del FET aumenta e con essa l'ampiezza del segnale al punto A. Toccando il sensore «GIÙ», invece, l'uscita di A_4 scende a 0 e tramite D_2 ed R_{17}, C_6 viene progressivamente scaricato facendo diminuire la resistenza D/S del FET e di conseguenza l'ampiezza del segnale nel punto A. Se non si tocca nessuno dei due sensori il condensatore non viene nè caricato attraverso R_{16} nè scaricato attraverso R_{17}, per cui rimane alla tensione sulla quale era stato lasciato. Questo vuol dire che, una volta regolato il volume con i due sensori, questo rimane al livello prescelto. Naturalmente se per C_6 si usa un condensatore scadente, questo si scarica lentamente da solo facendo diminuire il volume che, dopo un po' arriva al minimo, bisogna, perciò, usare per C_6 un condensatore poliestere o altro tipo a Bassa Perdita. Complessivamente il circuito dà un guadagno massimo di 20 dB con una frequenza massima di circa 20 kHz. I due sensori permettono di regolare il volume da circa 0 dB a 20 dB con un rapporto, quindi, tra minimo e massimo di 1 a 10. Sempre al par. 60 del 2° capitolo vi sono le indicazioni per realizzare i sensori con dei circuiti stampati.

PREAMPLIFICATORE AD ALTA IMPEDENZA

+ 9/20 V

Il preamplificatore ad alta impedenza (fig. 4-3) può essere utile per aumentare l'ampiezza di segnali provenienti da microfoni piezoelettrici o altri trasduttori ad alta impedenza. Il guadagno dell'amplificatore è intorno ai 20 dB ad una frequenza massima di circa 30 kHz. Notare il circuito formato da R_5, R_6 e C_3 che, come spiegato al par. 6 del 2° capitolo serve per ridurre il residuo c.a. all'uscita dell'amplificatore.

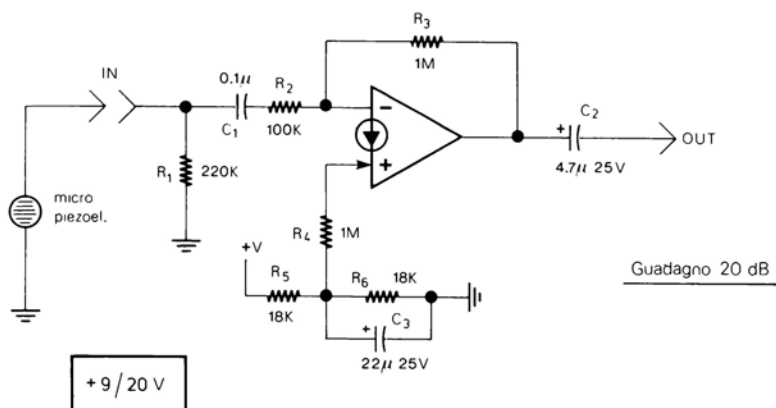



Figura 4-3

PREAMPLIFICATORE A BASSA IMPEDENZA

+ 9/20 V

Questo secondo preamplificatore (fig. 4-4) è, a differenza del precedente, adatto per trasduttori a bassa impedenza.

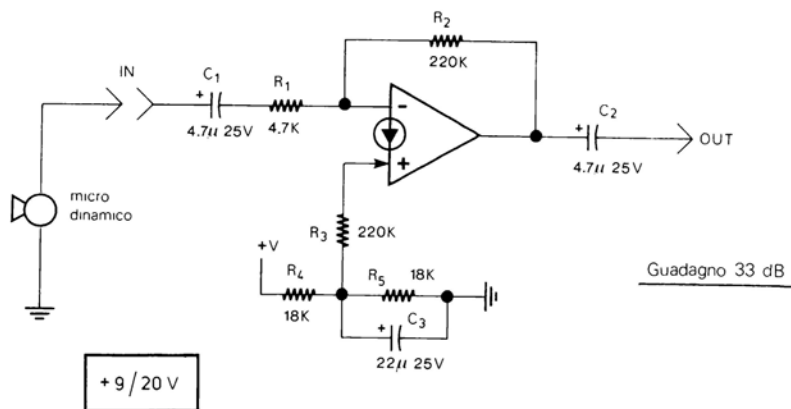
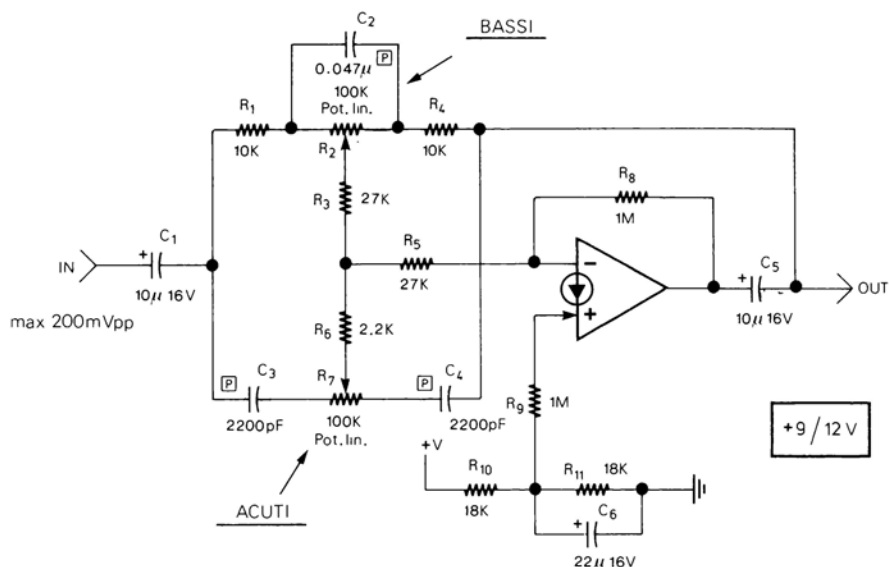



Figura 4-4

L'impedenza di ingresso di questo preamplificatore è, infatti, intorno ai 5 kΩ. Diverso dal precedente circuito è, invece, il guadagno che in questo caso è di oltre 33 dB, sempre ad una frequenza massima di 20-30 kHz.

Figura 4-5

CONTROLLO TONI ATTIVO

+ 9/12 V

Il controllo toni audio di fig. 4-5 ha un guadagno di 0 dB (×1) ad 1 kHz. Le frequenze basse e acute, comprese tra 20 Hz e 16 kHz, possono essere esaltate o attenuate rispettivamente con i potenziometri R_2 ed R_7 fino a ± 15 dB agli estremi della banda. Con i due potenziometri al centro tutte le frequenze vengono riportate all'uscita pressochè con la stessa ampiezza di ingresso. Ruotando il potenziometro R_2 verso destra si ottiene un'attenuazione delle basse frequenze fino ad un massimo di -15 dB a circa 20 Hz con una pendenza di -6 dB/ottava a partire dalla frequenza centrale di 1 kHz. Ruotando R_2 verso sinistra si ottiene, invece, una esaltazione dei bassi con un massimo di circa +15 dB intorno ai 20 Hz con una pendenza di +6 dB/ottava. Lo stesso avviene per le frequenze acute con R_7 che ruotato verso destra attenua le frequenze superiori a 1 kHz, mentre ruotato verso sinistra le esalta, sempre entro ± 15 dB e sempre con una pendenza di 6 dB/ottava. Il segnale di ingresso può avere un'ampiezza massima di 200 mVpp ed una frequenza massima intorno ai 20 kHz.

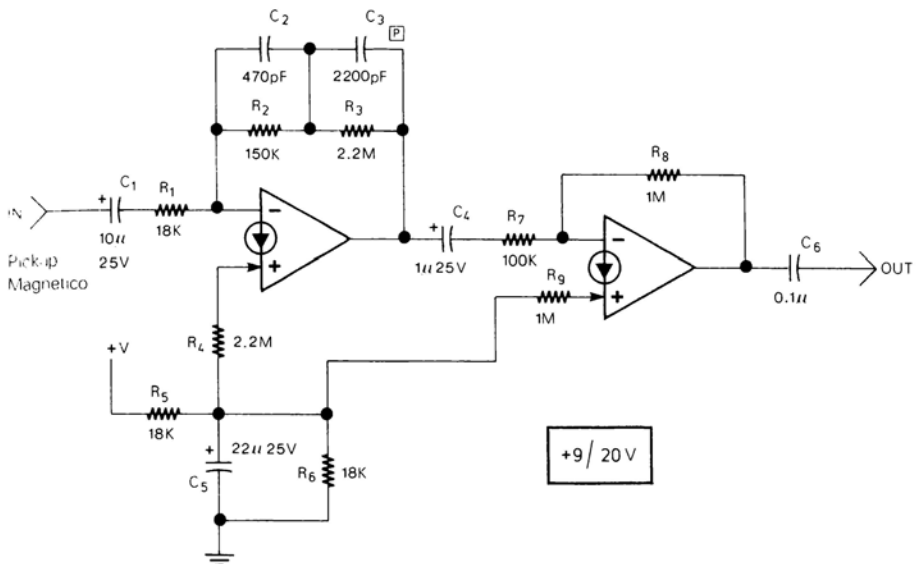



Figura 4-6

PREAMPLIFICATORE EQUALIZZATO RIAA

+ 9/20 V

Il preamplificatore di fig. 4-6 permette di equalizzare secondo la curva RIAA (fig. 4-7) il segnale proveniente dal PicKup magnetico di un giradischi. Nella curva RIAA le frequenze fino a 50 Hz vengono amplificate di 60 dB. Tra 50 e 500 Hz l'amplificazione scende progressivamente fino a 40 dB con una pendenza di 6 dB/ottava. Tra 500 Hz e 2.1 kHz l'amplificazione rimane sui 40 dB. Al di sopra della frequenza di 2.1

kHz l'amplificazione scende progressivamente fino a 20 dB intorno ai 21 kHz, sempre con una pendenza di 6 dB/ottava. Dopo i 21 kHz l'amplificazione scende ancora. In fig. 4-7 sovrapposta alla curva RIAA vi è la risposta in frequenza del circuito di fig. 4-6. Come si vede la curva di risposta di tale circuito si approssima sufficientemente alla curva RIAA Standard. Questa particolare curva è ottenuta tramite la rete formata da R_2, R_3, C_2, C_3. L'impedenza di ingresso è di circa 20 kΩ. Il segnale massimo di ingresso a 50 Hz con alimentazione a 12 V è di 10 mVpp.

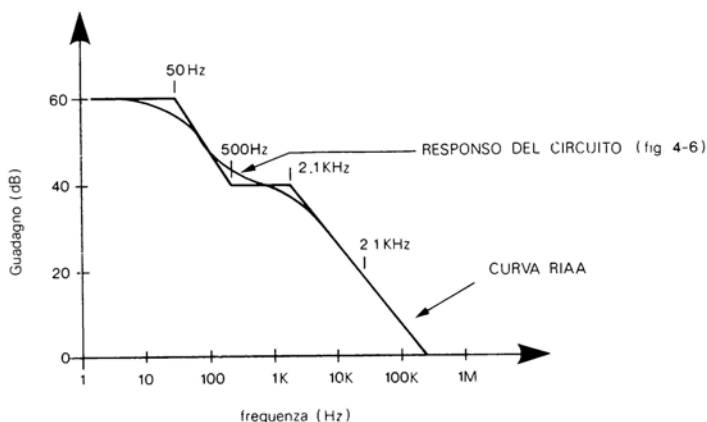



Figura 4-7

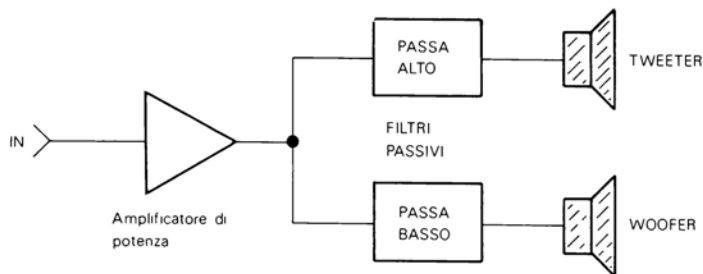



Figura 4-8

CROSSOVER ELETTRONICO

+ 9/25 V

Poichè un normale altoparlante non riproduce fedelmente l'intera banda delle frequenze audio, si usano più altoparlanti ognuno adatto ad una zona di frequenza, e ad ognuno viene inviata la sua fascia di frequenze da riprodurre. Un esempio di quanto detto è in fig. 4-8. I segnali provenienti dall'amplificatore di potenza vengono inviati a due filtri passivi, uno passa basso che fa passare le frequenze basse e le invia ad un

Woofer, ed uno passa alto che fa passare le frequenze medie e acute e le invia ad un Tweeter. Questi filtri passivi formati da bobine e condensatori hanno vari difetti, a parte l'ingombro, il costo e la difficoltà di reperire a volte i componenti, tali filtri passivi assorbono parte della potenza erogata dall'amplificatore. La fig. 4-9 mostra lo schema blocchi di un Crossover Elettronico. Il segnale proveniente dal prefiamplificatore, viene inviato a due filtri attivi, uno che fà passare le frequenze basse (passa basso) e uno che fa passare le frequenze medio alte (passa alto). Le uscite dei due

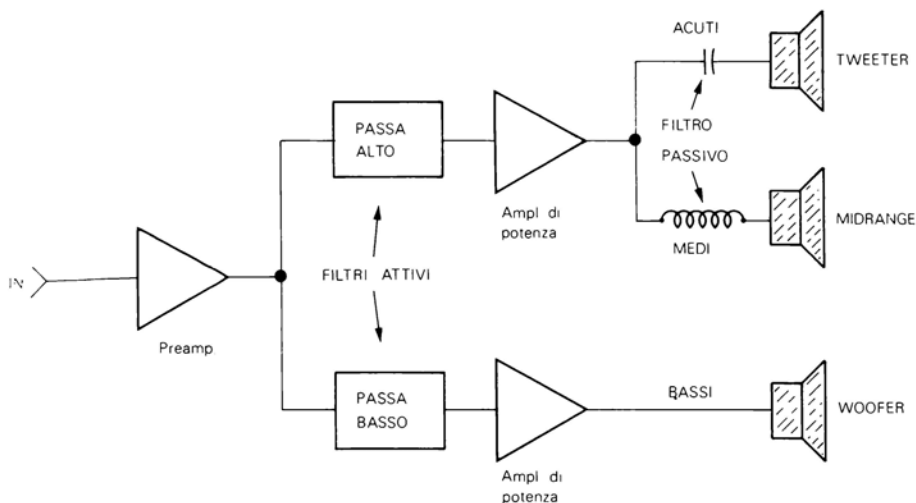



Figura 4-9

filtri vengono collegate a due diversi amplificatori di potenza, uno che pilota un Woofer che riproduce i bassi e un altro che pilota tramite un filtro passivo un Midrange per i medi e un Tweeter per gli acuti, oppure direttamente un solo altoparlante sia per i medi che per gli acuti. I filtri attivi utilizzati nel Crossover Elettronico sono più semplici da realizzare dei filtri passivi, hanno una precisa frequenza di taglio, non assorbono parte della potenza degli amplificatori ma, anzi, volendo possono amplificare ulteriormente il segnale; inoltre è possibile utilizzare amplificatori di maggiore potenza per i bassi rispetto ai medio acuti in modo da ottenere una migliore riproduzione dei primi. Il circuito del Crossover Elettronico è in fig. 4-10 ed è formato da due filtri, uno passa basso ed uno passa alto, entrambi con frequenze di taglio di circa 400 Hz, con un Q di 0.707 ed un guadagno unitario. Il responso dei due filtri è indicato in fig. 4-11. Il filtro passa basso attenuà le frequenze superiori a 400 Hz ed il filtro passa alto quelle inferiori a 400 Hz, con una pendenza di -12 dB/ottava. All'uscita del filtro passa basso può essere, ad esempio, collegato un'amplificatore da 40 W e all'uscita del filtro passa alto un'amplificatore da 20-25W. Naturalmente si può utilizzare una frequenza diversa da 400 Hz ricalcolando i filtri con le formule indicate ai paragrafi 21, 22, 23 e 24 del 2° capitolo. Volendo si può suddividere la banda audio invece che in due parti in tre parti utilizzando tre filtri e naturalmente tre amplificatori e tre altopar-

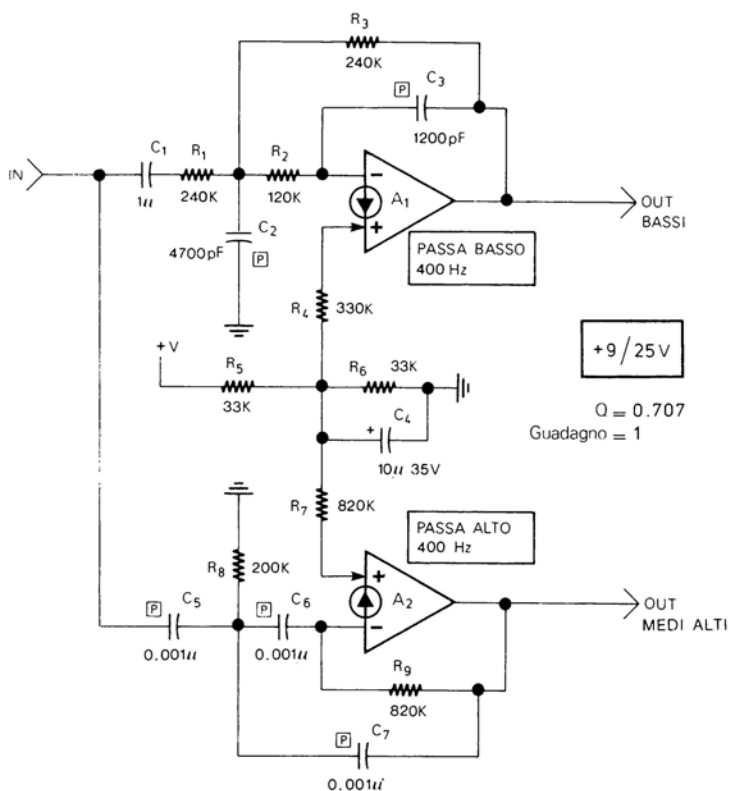



Figura 4-10

lanti, un Woofer, un Midrange e un Tweeter. Il filtro passa basso potrà avere una frequenza di taglio per esempio di 200 Hz, il filtro passa alto una frequenza per esempio di 2 kHz ed il terzo, un filtro passa banda una banda passante tra 200 Hz e 2 kHz. Quest'ultimo filtro potrà essere realizzato come spiegato al par. 26 sempre del 2° capitolo.

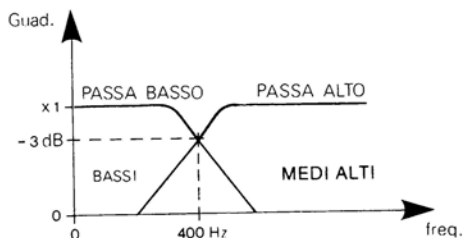



Figura 4-11

FILTRO SCRATCH

+ 9/25 V

Il filtro Scratch (fig. 4-12) non è altro che un filtro passa basso che limita a circa 10 kHz la banda passante dei suoni riprodotti. Il circuito assieme al filtro Rumble, di cui si parlerà in seguito, serve per migliorare il suono quando questo è disturbato da fruscii e crepitii che si ascoltano, per esempio, nella riproduzione di dischi vecchi o usurati come anche di registrazioni mal riuscite. Il filtro passa basso usato con frequenza di taglio di 10 kHz è a guadagno unitario ed ha un Q di 0.707, si tratta, quindi,

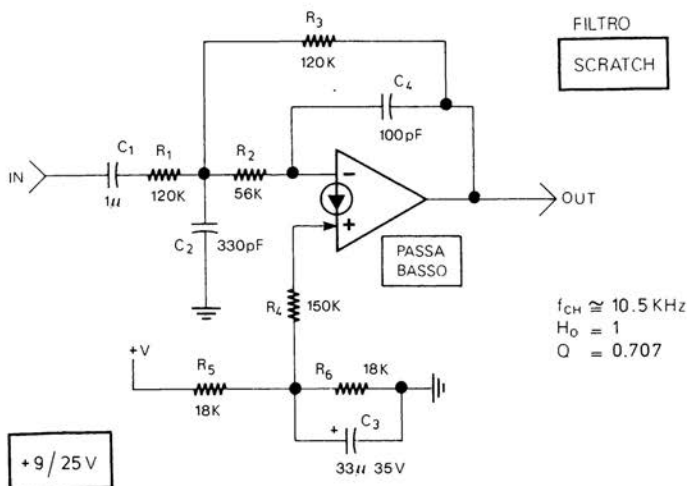



Figura 4-12

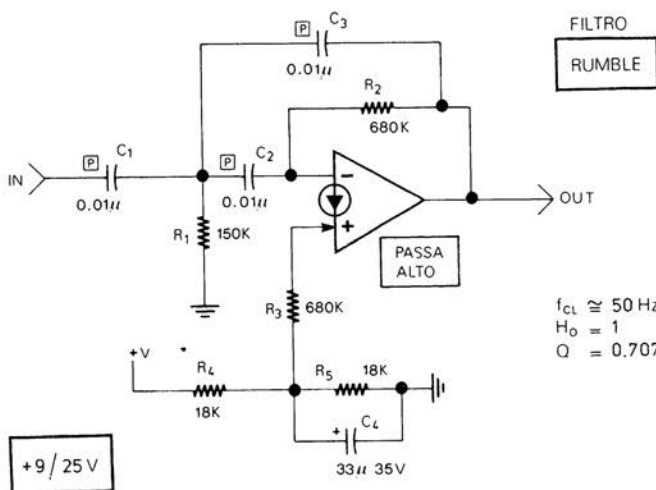



Figura 4-13

di un filtro di tipo Butterworth, filtro che ha un responso piatto alle frequenze che rientrano nella sua banda passante. Per un migliore utilizzo del filtro è bene limitare il segnale di ingresso ad un massimo di 2-3 Vpp.

FILTRO RUMBLE

+ 9/25 V

Questo filtro (fig. 4-13) è usato assieme al filtro Scratch di cui si è detto, e serve ad eliminare i rumori a bassa frequenza provocati dai meccanismi di trascinamento del nastro o del disco; si tratta, quindi, di un filtro passa alto con frequenza di taglio di 50 Hz, sempre a guadagno unitario e con Q di 0.707, anch'esso, perciò, di tipo Butterworth con responso piatto nella banda passante. Il filtro Rumble va posto in serie al filtro Scratch con due deviatori, uno per ciascuno dei filtri, che permettono di inserire o disinserire uno dei due filtri o entrambi dalla linea audio. Anche in questo circuito limitare il segnale di ingresso a 2-3 Vpp.

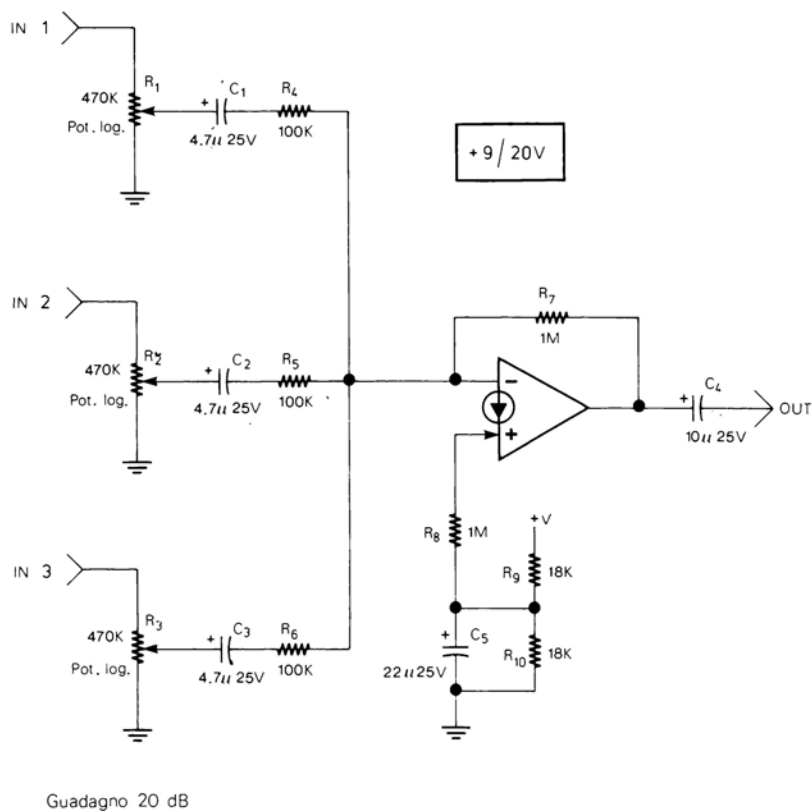



Figura 4-14

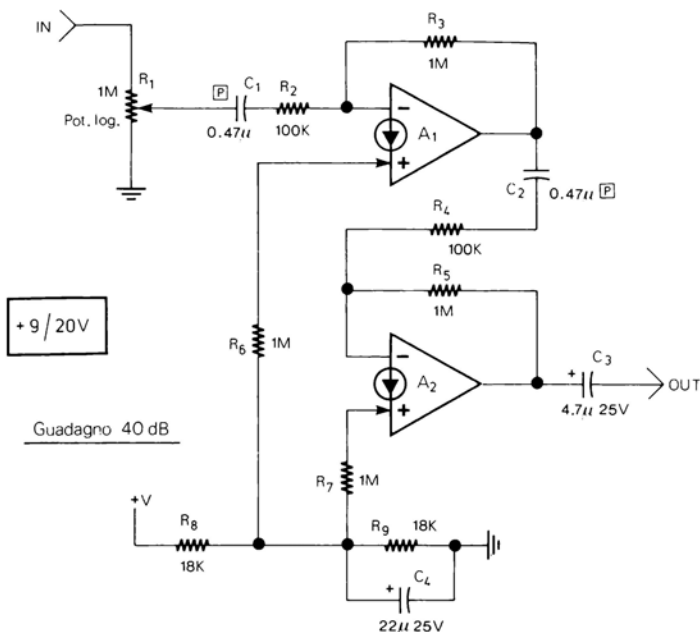



Figura 4-15

MISCELATORE A TRE CANALI

+ 9/20 V

Nel miscelatore a tre canali di fig. 4-14 il CDA fornisce una amplificazione di circa 20 dB che consente di collegare l'uscita di tale circuito direttamente ad un'amplificatore e i tre ingressi, che hanno un'impedenza di 100 kΩ, a tre differenti sorgenti di segnali audio. Il miscelatore può essere alimentato a batteria o con la tensione dell'amplificatore che segue.

PREAMPLIFICATORE UNIVERSALE

+ 9/20 V

Questo preamplificatore (fig. 4-15) dispone di una amplificazione massima di 40 dB (100 volte) e fornisce, quindi, in uscita un segnale di ampiezza sufficiente per l'amplificazione a partire da un segnale audio in ingresso anche di ampiezza ridotta. È bene che il segnale all'ingresso di C_1 non superi i 50 mVpp.

AMPLIFICATORE AUDIO

+ 12/15 V

Aumentando la corrente di uscita di un CDA con un darlington, come spiegato al par. 20 del 2° capitolo, è possibile pilotare direttamente un altoparlante di 16 Ω e rea-

lizzare, quindi, un piccolo amplificatore audio (fig. 4-16). Il circuito può amplificare direttamente, senza l'uso di preamplificatori, se il segnale di ingresso ha un'ampiezza sufficiente, altrimenti si può usare uno dei preamplificatori già descritti in precedenza. Il guadagno è di 14 dB e l'impedenza di ingresso di 100 kΩ. Il segnale di ingresso va limitato a circa 250 mVpp. Con un altoparlante da 16 Ω l'amplificatore assorbe circa 400 mA a + 15 V, occorre, quindi, un'alimentatore adatto. È possibile usare anche altoparlanti da 8 Ω con, ovviamente, un maggiore assorbimento di corrente. Il darlington va montato su un piccolo dissipatore da 50-100 cm² a seconda della alimentazione e dell'altoparlante usato.

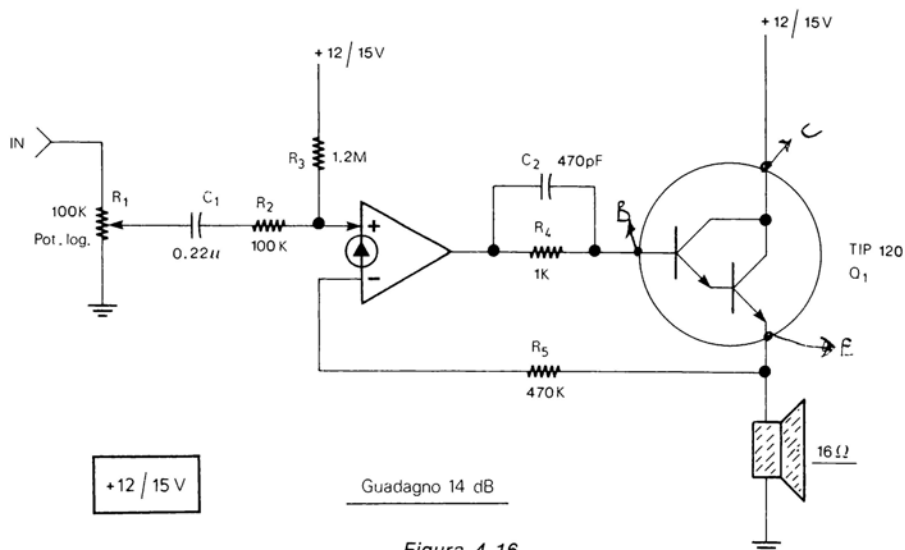



Figura 4-16

PREAMPLIFICATORE PER ALTOPARLANTI

+ 9/20 V

Per utilizzare un qualsiasi altoparlante come microfono, si può collegare ad esso il preamplificatore di fig. 4-17. Il circuito può essere utile in laboratorio per sostituire un microfono, qualora occorresse, durante la progettazione o la prova di un qualsiasi apparecchio, oppure per impiegare qualche piccolo altoparlante recuperato dallo smontaggio di radio a transistor non funzionanti. Al preamplificatore possono essere collegati altoparlanti con impedenza da 8 a 100 Ω e potenza di 100 mW o diversa. Utilizzando per R_2 e R_3 i valori indicati nella tabella 4-1 l'amplificazione può essere stabilita tra 20 a 40 dB.

RELÈ AUDIO

+ 12 V ± 10%

Un relè audio serve per mettere in moto un registratore quando il microfono capta dei suoni e fermarlo durante i periodi di silenzio. Lo schema relativo al relè audio è in

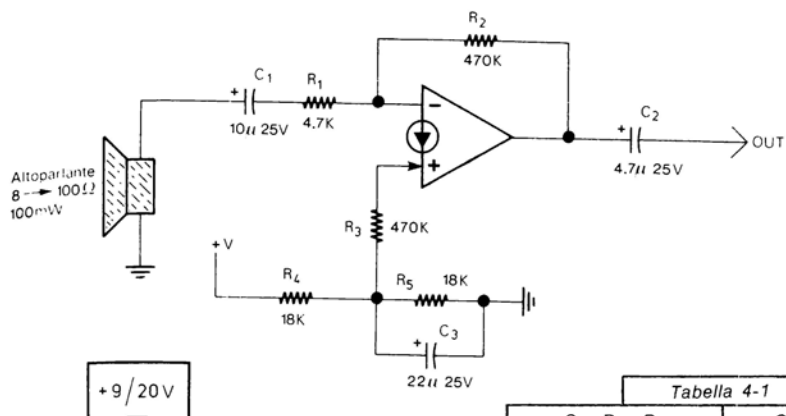



Tabella 4-1

Con R_2 e R_3	Guadagno
470K 470K	40dB
220K 220K	33dB
100K 100K	26dB

Figura 4-17

fig. 4-18. Il microfono del registratore è collegato in parallelo, sia all'ingresso del circuito (che ha un'alta impedenza) sia al registratore attraverso l'ingresso microfono. I primi due CDA (A_1 e A_2) amplificano il segnale fino ad un massimo di oltre 66 dB. Inoltre le coppie di resistenze e condensatori, C_1 - R_2, C_2 - R_3, C_3 - R_5, C_4 - R_6, formano un filtro passa banda del tipo illustrato al par. 30 del 2° capitolo, filtro che attenua le frequenze al di sotto di 300 Hz e al di sopra di 4500 Hz riducendo la possibilità di inutili inserzioni del relè a causa di ronzii e fruscii. Tra A_1 e A_2 è presente il potenziometro R_4 che regola la sensibilità del relè, vale a dire il livello audio al quale il registratore va azionato.

Il gruppo di componenti formato da C_6, C_7, D_1, D_2, R_{11}, R_{12}, trasforma il segnale amplificato all'uscita di A_2 in una tensione continua di valore proporzionale all'ampiezza del segnale stesso. Quando tale tensione, che è presente ai capi di C_7, raggiunge circa 1.5 V, l'uscita del comparatore A_3 sale alla massima tensione e tramite Q_1 scarica velocemente il condensatore di temporizzazione C_8 e, immediatamente il trigger formato da CDA A_4 aziona il relè tramite Q_2; i contatti del relè che sono collegati all'ingresso del comando a distanza del registratore, si chiudono azionando il registratore stesso. Il registratore rimane in funzione per tutto il tempo che il microfono riceve un sufficiente livello sonoro. Appena tale livello scende al di sotto del necessario la tensione su C_7 scende, l'uscita di A_3 ritorna a 0 e C_8 che non è più cortocircuitato da Q_1 inizia a caricarsi attraverso R_{19} e R_{20}. Dopo un certo tempo regolabile tramite R_{20} tra 5 e 60 secondi, la tensione ai capi di C_8 è sufficiente per far ritornare a 0 l'uscita di A_4 e diseccitare il relè che ferma il registratore. Questo circuito di ritardo è stato introdotto per evitare che il registratore si fermi e riparta ad ogni pausa sonora anche di pochi secondi. Il relè audio può essere realizzato come nella fig. 4-19 con sul frontale i potenziometri che regolano la sensibilità e il ritardo e l'ingresso per il microfono (che è lo stesso utilizzato per il registratore). Sul retro, invece, possono essere sistemate le uscite che vanno all'ingresso microfono e all'ingresso del comando

Figura 4-19

RETE
ON/OFF
220V
ALIMENTATORE AMPLIFICATORE
220V
9V
Trasformatore
220V → 9/10V
400mA
1N4001
D1
C1
100µ16V
Trimmer RITARDO 3 → 15 s
R2
47K
R3
10K
R4
1.5M
R8
100K
D2
1N4148
D3
1N4148
R5
1M
R6
3.3M
14
7
A1
A2
R7
47K
R1
10K
C2
220µ16V
R9
2.2K
R10
2.2K
2N2222
Q1
D4
1N4001
Relè 12 V
min 100Ω
2 scambi
+ 12V ± 10%

Figura 4-20

ON/OFF

Rete 220V

Alim Amplif

CIRCUITO
ANTI "BUMP"

RITARDO

220V

Relé

USCITA
AMPL DESTRO

USCITA
AMPL SINISTRO

Altop o Cassa
Acustica
Destra

Altop o Cassa
Acustica
Sinistra

Figura 4-21

a distanza del registratore. Naturalmente il registratore deve avere il tasto di registrazione azionato.

ANTI «BUMP» PER AMPLIFICATORI AUDIO

+ 12 V ± 10%

In alcuni amplificatori di potenza, quando viene data l'alimentazione, si ascolta un colpo nell'altoparlante. Tale effetto può essere evitato collegando gli altoparlanti alle relative uscite dopo aver acceso l'amplificatore. Il circuito di fig. 4-20 realizza in modo automatico tale funzione. Quando viene data tensione al circuito il condensatore C_2 inizia a caricarsi tramite R_2 e R_3 in un tempo compreso tra 3 e 15 secondi regolabile tramite R_2.

Trascorso questo tempo, che rappresenta il ritardo di inserzione degli altoparlanti, il relè viene azionato e i due scambi dello stesso collegano le uscite dell'amplificatore stereo ai due altoparlanti come è visibile nello schema di applicazione di fig. 4-21. Naturalmente se il circuito va applicato ad un amplificatore mono è sufficiente un relè ad uno scambio.

DUE AMPLIFICATORI NATIONAL SEMICONDUCTOR

Concludiamo questo capitolo dedicato ai circuiti audio, riportando gli schemi di due amplificatori tratti dalla documentazione tecnica della National Semiconductor.

Il primo dei due amplificatori è in fig. 4-22, funziona con una tensione di 98 V e utilizza un solo CDA. Il transistore Q_1 deve essere adatto alla tensione utilizzata.

Il secondo amplificatore (fig. 4-23) può essere impiegato per autoradio. Usa due CDA, perciò con un LM3900 si possono realizzare due circuiti identici. L'amplificatore ha una impedenza di ingresso di 1 MΩ e un guadagno di 80 dB.

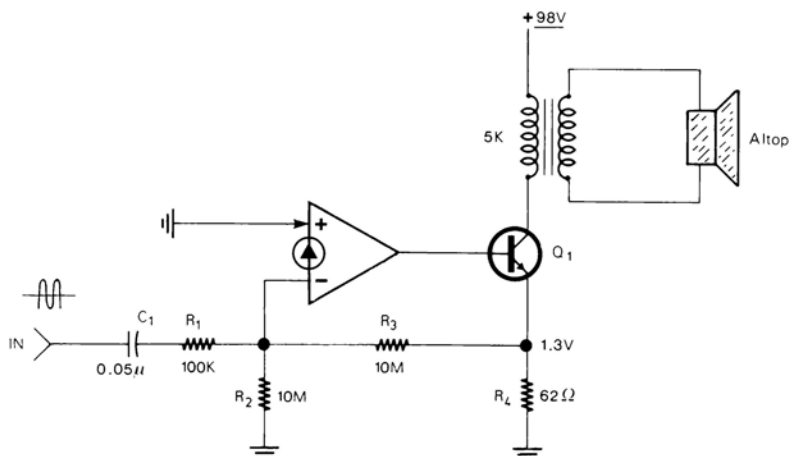
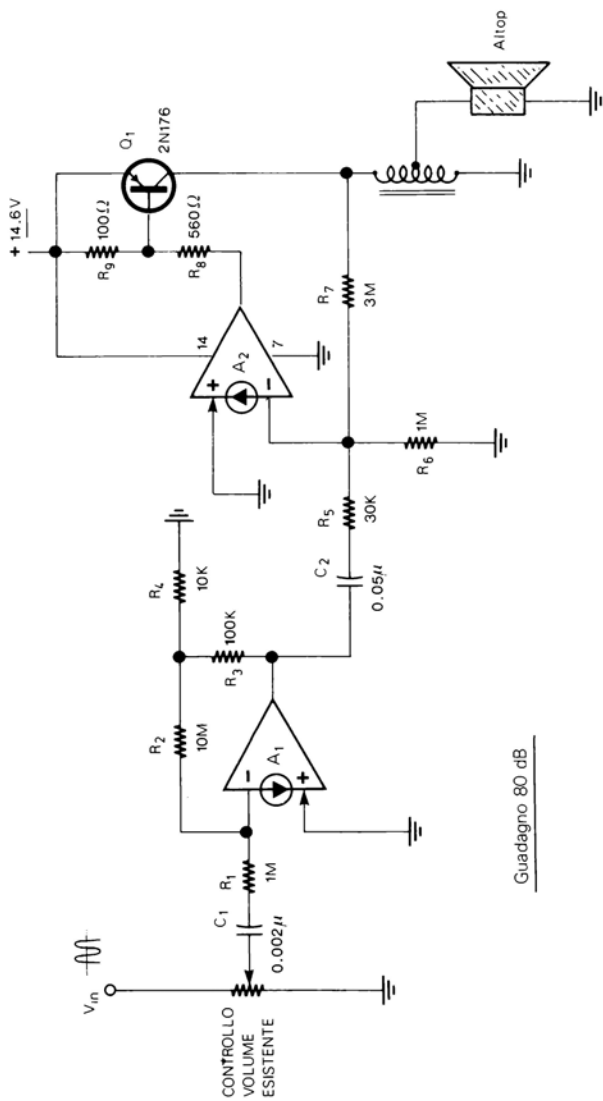
Figura 4-22

+ 14.6V
Vin
CONTROLLO
VOLUME
ESISTENTE
C1
0.002μ
R1
1M
R2
10M
R3
100K
R4
10K
A1
A2
14
7
C2
0.05μ
R5
30K
R6
1M
R7
3M
R9
100Ω
R8
560Ω
Q1
2N176
Altop
Guadagno 80 dB

Figura 4-23

CAPITOLO 5

CIRCUITI PER MUSICA E EFFETTI SONORI

Questo capitolo, specialmente nella seconda parte che riguarda gli effetti sonori, ha vari circuiti interessanti e a volte curiosi. Tra i più importanti il capitolo contiene: un organo polifonico a 4 ottave, una campana elettronica, alcuni generatori universali di effetti e di musica casuale, assieme a modificatori del suono per strumenti musicali e vari effetti tra i quali alcuni originali come i grilli, il colpo di pistola, il laser spaziale, ecc. Oltre a questi circuiti nel 6 capitolo troverete alcuni generatori di onde quadre, triangolari e sinusoidali adatti per varie applicazioni anche nel campo musicale e degli effetti sonori. Per quanto riguarda questi ultimi nel 9° capitolo potrete trovare anche tre tipi di sirena.

CIRCUITI PER MUSICA

ESALTATORE DI ACUTI

+9/15 V

L'esaltatore di acuti (fig. 5-1) non è altro che un filtro con una curva di risposta particolare (fig. 5-2), curva che esalta progressivamente le frequenze al di sopra di 150 Hz e mantiene praticamente invariate quelle al di sotto.

Partendo da un guadagno unitario sotto i 150 Hz l'amplificazione del circuito arriva

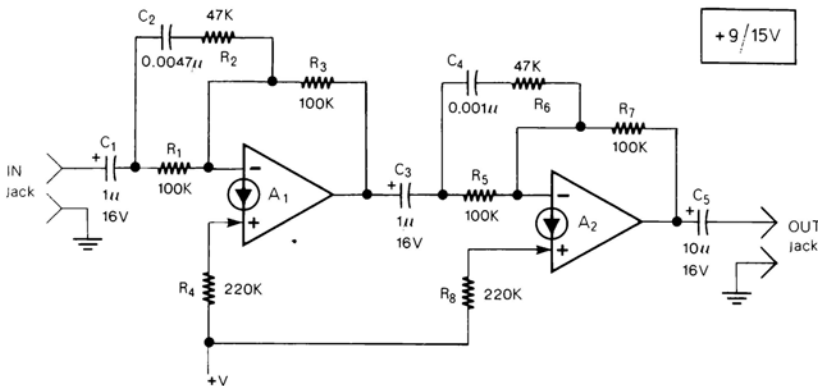



Figura 5-1

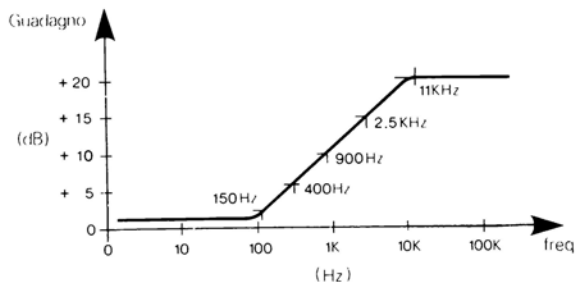



Figura 5-2

a 10 dB per frequenze intorno a 1 khz e raggiunge una esaltazione massima di 20 dB per frequenze superiori ai 10 kHz. L'esaltatore di acuti può essere utilizzato con una chitarra elettrica o altri strumenti. Il segnale di ingresso va limitato a circa 0.5-1 Vpp a seconda della tensione di alimentazione.

DISTORSORE «FUZZ» PER CHITARRA ELETTRICA   +18 V

L'apparecchio produce il cosiddetto effetto «FUZZ», una distorsione del segnale con l'aggiunta di armoniche dispari. Il distorsore (fig. 5-3) è formato da due amplificatori, A_1 e A_2, che forniscono un guadagno massimo di 23 dB. Tra A_1 e A_2 una coppia di diodi al germanio modifica il segnale producendo l'effetto. Il potenziometro R_5

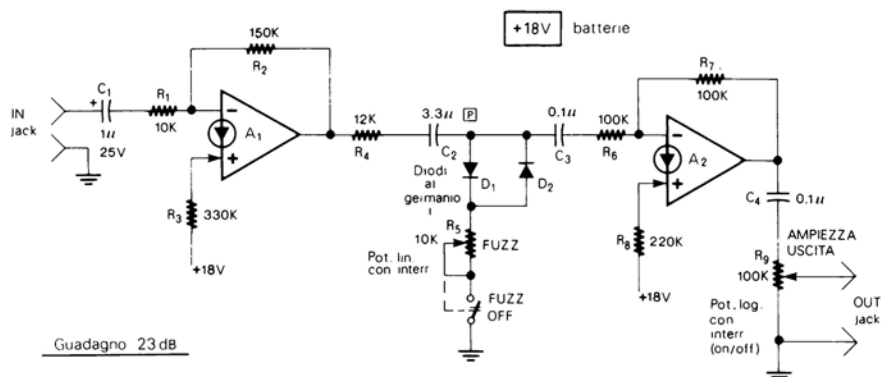



Figura 5-3

regola la profondità dell'effetto FUZZ; lo stesso potenziometro è di tipo con interruttore. quest'ultimo utilizzato per escludere l'effetto. I due diodi D_1 e D_2 sono al germanio di qualsiasi tipo. Un secondo potenziometro R_9, all'uscita di A_2 regola l'ampiezza del segnale di uscita.

Anche R_9 dispone di un'interruttore utilizzato come interruttore di alimentazione. Il distorsore può essere alloggiato in un piccolo contenitore con i comandi disposti come in fig. 5-4. Per l'ingresso e l'uscita si possono utilizzare due prese Jack.

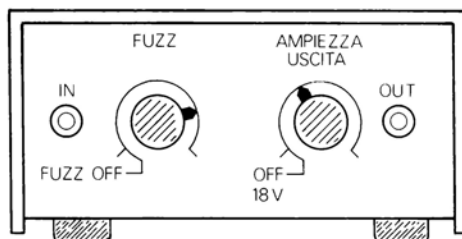



Figura 5-4

GENERATORE DI TREMOLO

+9 V ±10%

In un generatore di tremolo il segnale sonoro proveniente da una chitarra elettrica, un organo, o altro strumento elettronico, viene modulato in ampiezza da un'onda sinusoidale a bassissima frequenza. Nel circuito pratico (fig. 5-5) l'oscillatore formato da un solo CDA (A_2) fornisce un'onda sinusoidale con frequenza regolabile tra 3 e 16 Hz. Il segnale di ingresso viene amplificato di circa 20 dB da A_1 e quindi viene inviato all'Attenuatore controllato in tensione formato dal FET Q_1. L'effetto risultante è quello visibile all'uscita sempre in fig. 5-5. Con R_{12} di 22 kΩ il rapporto tra minima e massima ampiezza del segnale di uscita è di 1:3, vale a dire che con un segnale costante in ingresso l'ampiezza del segnale in uscita viene modulata e varia, per esempio, tra 1 Vpp e 3 Vpp. Sostituendo R_{12} con una resistenza da 15 kΩ il rapporto si riduce a 1:2. Aumentando R_{12} il rapporto può superare 1:3 ma si nota una notevole distorsione. Il potenziometro R_1 va regolato in modo che il segnale al punto A non superi i 200 mVpp. Il generatore di tremolo può essere alimentato a batteria.

METRONOMO

+9 V

Questo metronomo (fig. 5-6) è una versione molto semplice che tuttavia fornisce una sequenza costante di battute regolabili con il potenziometro R_2 tra 60 e 300 al minuto. Lo stesso potenziometro con interruttore è utilizzato come ON/OFF dell'alimentazione. Per l'altoparlante si può usare uno di piccola potenza del tipo per radio a transistor. Nella stessa figura è visibile una possibile esecuzione pratica dell'apparecchio che può essere alimentato con una batteria da 9 V.

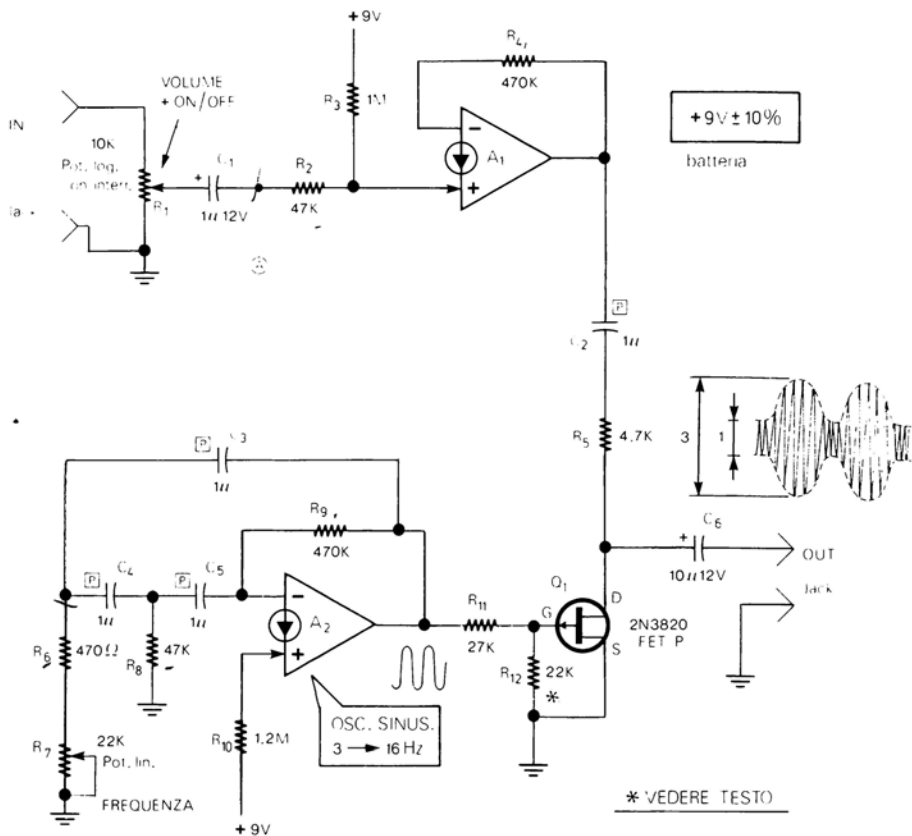



Figura 5-5

ORGANO POLIFONICO A 4 OTTAVE

+15 V ±10%

Utilizzando 16 CDA come oscillatori sinusoidali più uno che fornisce la tensione di polarizzazione, si può realizzare un'organo elettronico polifonico a 4 ottave che va da DO 65.39 Hz a DO 1046.37 Hz per un totale di 49 tasti. Nella tabella 5-1 sono indicate le frequenze di tutte le note musicali con, evidenziate, quelle relative all'organo elettronico. Lo schema completo è in fig. 5-7 e comprende solo la parte principale, vale a dire gli oscillatori e il circuito per la polarizzazione (A_{17}), mancano i registri e altri effetti che eventualmente si possono aggiungere utilizzando i rimanenti tre CDA. Il circuito fondamentale degli oscillatori sinusoidali è lo stesso spiegato al par. 38 del 2° capitolo. Ciascuno dei 16 oscillatori è utilizzato per generare tre note tranne l'ultimo (A_{16}) che è utilizzato per le ultime quattro note.

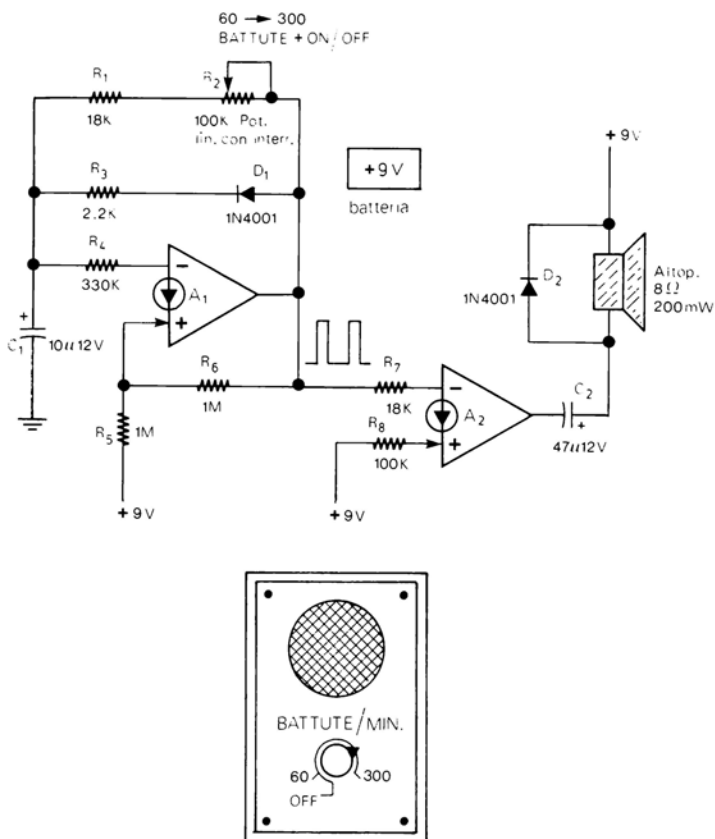



Figura 5-6

Questa caratteristica del circuito non crea particolari problemi di esecuzione musicale. Per la polarizzazione dei 16 oscillatori è utilizzato un CDA (A_{17}) che, a partire dall'alimentazione di 15 V, fornisce in uscita una tensione di +7 V che va ai vari oscillatori attraverso le resistenze R_{68}, R_{72}, R_{76}, ecc. La tensione di polarizzazione può essere regolata a +7 V (da misurare nel punto indicato) tramite il trimmer da 47 kΩ (R_{133}), e questa è LA PRIMA TARATURA DA EFFETTUARE prima di regolare le frequenze delle varie note. Le uscite dei vari oscillatori sono miscelate da una serie di resistenze (R_{69}, R_{73}, R_{77}, R_{81}, ecc.) collegate tramite C_{40} direttamente ad un amplificatore o agli eventuali registri e/o effetti. Nello stesso schema di fig. 5-7 sono indicati i tasti con le note e le relative frequenze. La taratura dei trimmer non va iniziata dalla

1046.37
987.57
931.92
880
829.97
783.73
739.64
698.44
659.21
621.66
587.01
554.05
DO
SI
LA #
LA
SOL #
SOL
FA #
FA
MI
RE #
RE
DO #
Ampl. Audio
+7V
+15V ± 10%
massa
DO
DO #
RE
RE #
MI
FA
FA #
SOL
SOL #
LA
LA #
SI
65.39
69.25
73.37
77.7
82.39
87.3
92.45
97.96
103.74
110
116.49
123.46

Figura 5-7

130.79
138.5
146.78
155.44
164.8
174.61
184.91
195.93
207.48
220
232.98
246.94
Hz
493.88
465.96
440
414.97
391.86
369.82
349.22
329.6
310.88
293.56
277.02
261.59
Hz
A
B
C

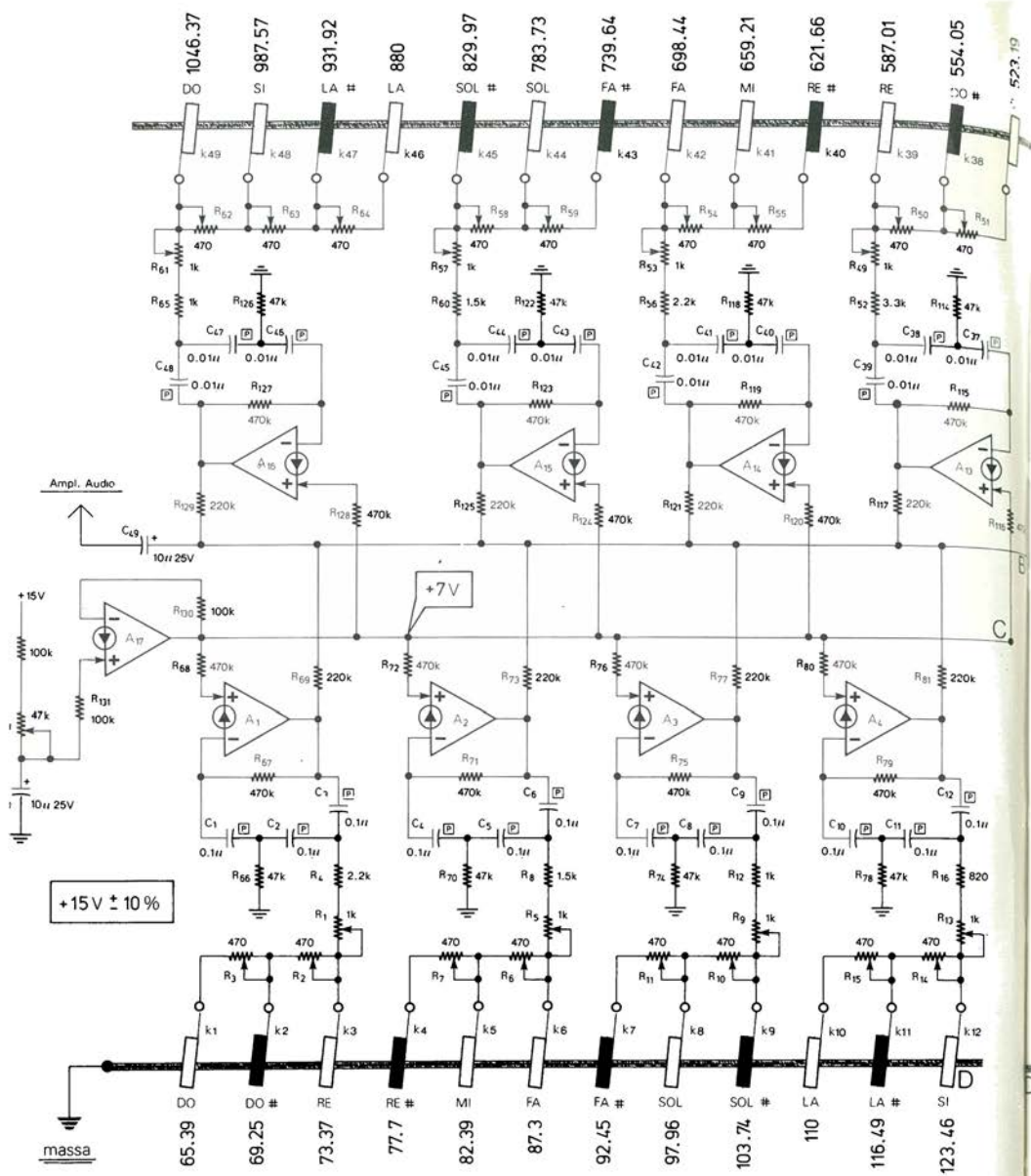



Tabella 5-1

NOTE	OTTAVE (frequenze in Hz)								
DO	16.34	32.69	65.39	130.79	261.59	523.19	1046.37	2092.75	4185.5
DO #	17.3	34.62	69.25	138.5	277.02	554.05	1108.1	2216.22	4432.44
RE	18.34	36.68	73.37	146.78	293.56	587.01	1174.02	2348.05	4696.11
RE #	19.42	38.84	77.7	155.44	310.88	621.66	1243.28	2486.58	4973.18
MI	20.6	41.2	82.39	164.8	329.6	659.21	1318.42	2636.56	5273.12
FA	21.81	43.64	87.3	174.61	349.22	698.44	1396.88	2793.76	5587.52
FA #	23.09	46.21	92.45	184.91	369.82	739.64	1479.29	2958.59	5917.18
SOL	24.49	48.98	97.96	195.93	391.86	783.73	1567.46	3134.92	6269.77
SOL #	25.93	51.87	103.74	207.48	414.97	829.97	1659.94	3319.88	6639.77
LA	27.5	55	110	220	440	880	1760	3520	7040
LA #	29.12	58.24	116.49	232.98	465.96	931.92	1863.85	3727.7	7455.4
SI	30.87	61.73	123.46	246.94	493.88	987.57	1975.13	3950.27	7900.54

FREQUENZE ORGANO (Fig. 5-7)

Tabella 5-2

ORDINE DI TARATURA TRIMMERS

Trimmer	Nota	Frequenza Hz	Trimmer	Nota	Frequenza Hz
R_1	RE	73.37	R_{33}	RE	293.56
R_2	DO #	69.25	R_{34}	DO#	277.02
R_3	DO	65.39	R_{35}	DO	261.59
R_5	FA	87.3	R_{37}	FA	349.22
R_6	MI	82.39	R_{38}	MI	329.6
R_7	RE #	77.7	R_{39}	RE #	310.88
R_9	SOL #	103.44	R_{41}	SOL #	414.97
R_{10}	SOL	97.96	R_{42}	SOL	391.86
R_{11}	FA #	92.45	R_{43}	FA #	369.82
R_{13}	SI	123.46	R_{45}	SI	493.88
R_{14}	LA #	116.49	R_{46}	LA #	465.96
R_{15}	LA	110	R_{47}	LA	440
R_{17}	RE	146.78	R_{49}	RE	587.01
R_{18}	DO #	138.5	R_{50}	DO #	554.05
R_{19}	DO	130.79	R_{51}	DO	523.19
R_{21}	FA	174.61	R_{53}	FA	698.44
R_{22}	MI	164.8	R_{54}	MI	659.21
R_{23}	RE #	155.44	R_{55}	RE #	621.66
R_{25}	SOL #	207.48	R_{57}	SOL #	829.97
R_{26}	SOL	195.93	R_{58}	SOL	783.73
R_{27}	FA #	184.91	R_{59}	FA #	739.64
R_{29}	SI	246.94	R_{61}	DO	1046.37
R_{30}	LA #	232.98	R_{62}	SI	987.57
R_{31}	LA	220	R_{63}	LA #	931.92
			R_{64}	LA	880

nota più bassa per finire alla più alta, ma va effettuata secondo l'ordine indicato (con le relative frequenze) nella tabella 5-2. Si deve procedere tarando la nota più alta di ciascun oscillatore; si preme, quindi, il tasto K_3 e si regola con R_1 il RE a 73.37 Hz, poi si preme K_2 e si regola con R_2 il DO # a 69.25 Hz, e si continua con K_1-R_3, K_6-R_5, K_5-R_6, ecc. Anche nel caso dell'ultimo oscillatore (A_{16}) che è utilizzato per quattro note, si deve partire dalla nota più alta (tasto K_{49}) regolando R_{61} e terminare con la nota più bassa (tasto K_{46}) regolando R_{64}. Per ottenere la migliore precisione di frequenza la taratura può essere controllata collegando all'uscita di C_{49} un Frequenzimetro-Periodimetro Digitale. Tutti i condensatori devono essere poliestere o altro tipo stabile e almeno al 10% o meglio al 5%. Anche i trimmer e le resistenze devono essere di buona qualità, e queste ultime al 5%. L'intero circuito va alimentato con una tensione stabile e ben filtrata di +15 V. I piedini 7 dei cinque LM3900 impiegati vanno collegati a massa e i piedini 14 ai +15 V. Il disegno della tastiera è in fig. 5-8; come già detto all'inizio i 49 tasti vanno da DO 65.39 Hz a DO 1046.37 Hz; modificando i valori degli oscillatori si possono avere delle combinazioni diverse, per esempio, da DO 32.69 Hz a DO 523.19 Hz; collegando, invece, degli altri oscillatori si possono aggiungere delle altre ottave.

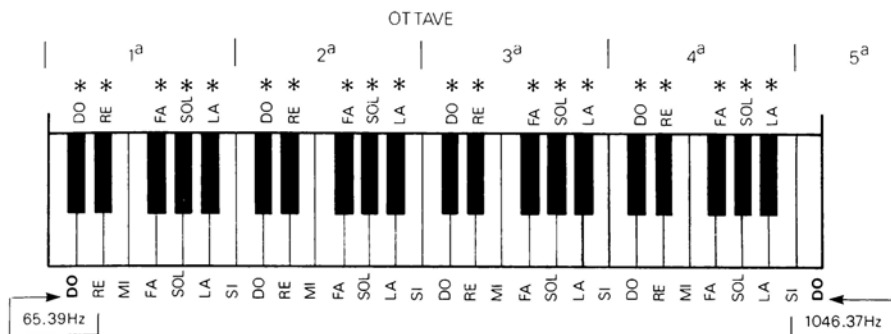



Figura 5-8

EFFETTI SONORI

GENERATORE DI RUMORE BIANCO

+10 V min.

In molti degli effetti sonori di questo capitolo è utilizzato un generatore di rumore bianco che in alcuni casi costituisce la parte fondamentale per la produzione dell'effetto. Il rumore bianco è costituito da un fruscio che dovrebbe comprendere in uguale proporzione tutte le frequenze fino ad alcuni Megahertz e quindi anche l'intero spettro audio. Pare che tale fruscio abbia un effetto distensivo e sia utile anche come sonnifero per il suo suono leggero e regolare.

Il generatore di rumore bianco può, quindi, essere usato da solo collegandolo ad un'amplificatore. Al par. 69 del 2 capitolo potrete trovare un generatore di rumore

bianco che usa un transistore ed un CDA. Tuttavia il circuito migliore, utilizzato, perciò, anche negli altri effetti sonori, è quello di fig. 5-9. Come noterete utilizza solo due transistori e, selezionando Q_1 si può ottenere un rumore bianco di notevole qualità ed ampiezza. Il componente che genera il rumore è il transistore Q_1. Si tratta di un componente relativamente critico poichè non tutti i tipi di transistori, e spesso anche due transistori che hanno la stessa sigla, sono in grado di produrre un rumore di sufficiente ampiezza. Nella fig. 5-9 sono indicate alcune sigle di transistori adatti allo scopo e precisamente i tipi: 2N3391, 2N3392, 2N3904, 2N3903; altri tipi, tuttavia, possono essere provati al loro posto e risultare ugualmente buoni per questa applicazione. In

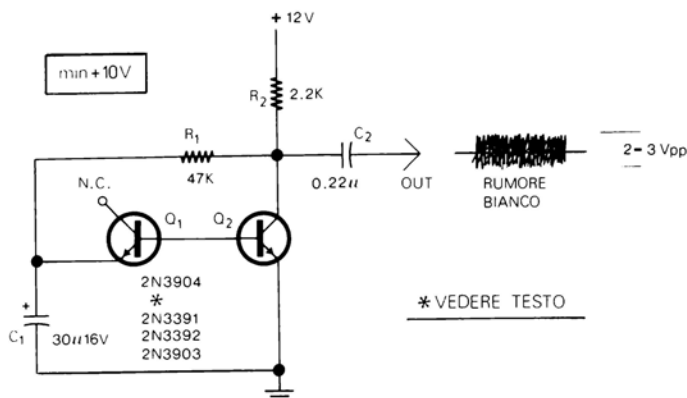



Figura 5-9

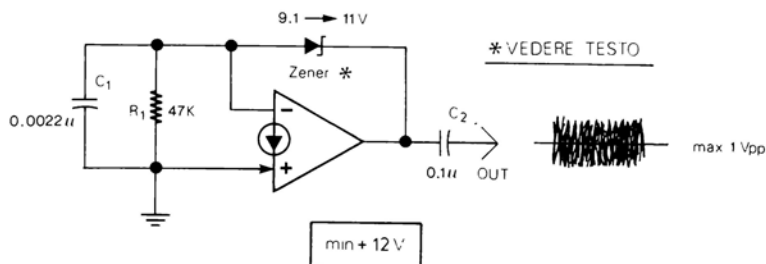



Figura 5-10

genere, comunque, non è difficile trovare un transistore che generi rumore bianco. Il transistore Q_1 va selezionato provandone diversi delle sigle indicate in precedenza o di altro tipo, finchè all'uscita sia presente, visto sull'oscilloscopio, un rumore bianco con ampiezza di almeno 2-3 Vpp. Tenere presente che il circuito richiede una alimentazione di almeno 10-12 V e che una volta data corrente o cambiato Q_1, occorre attendere qualche secondo prima di avere in uscita il rumore bianco, questo a causa

di C_1. Lo stesso C_1 deve essere di 30-33 µF. Oltre a questo circuito e a quello del 2 capitolo, in fig. 5-10 vi è un terzo tipo di generatore che utilizza un CDA e uno Zener. L'alimentazione minima deve essere di +12 V. Per lo Zener, la cui scelta è critica, si possono provare vari tipi con tensione compresa tra 9 e 11 V da 1/2 W o 1 W, fino a trovarne uno che generi un rumore di sufficiente ampiezza.

Importante

In tutti i circuiti che utilizzano il generatore di rumore bianco a due transistori di fig. 5-9, occorre fare riferimento a questo paragrafo per ciò che riguarda i criteri di scelta di Q_1, ecc.

GENERATORE DI RUMORE ROSA

+12 V

Il rumore rosa è sempre un fruscio nel quale, però, le frequenze più basse dello spettro audio sono maggiormente esaltate. Il risultato è un rumore più cupo simile a quello della pioggia o di una cascata. Lo schema è in fig. 5-11 ed utilizza un generatore di rumore bianco il cui suono viene filtrato da R_3 e C_3 e amplificato dal CDA. Utilizzando per C_3 altri valori compresi tra 470 pF e 0.01 µF si possono ottenere effetti di suono diversi.

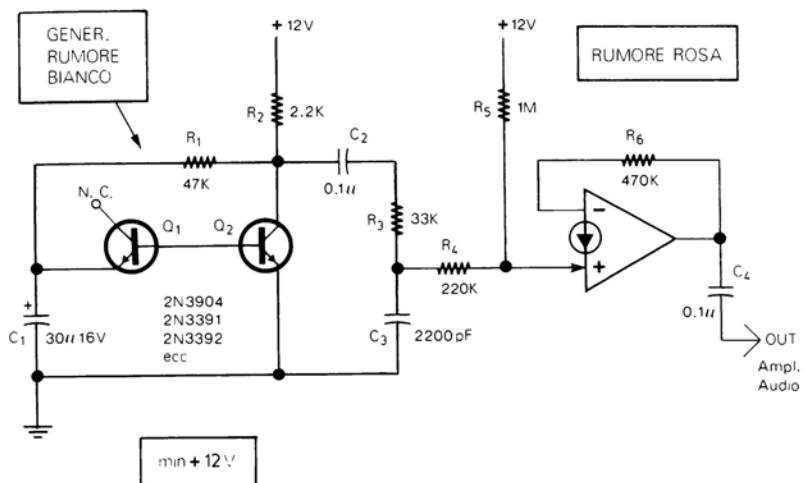



Figura 5-11

VENTO ELETTRONICO

+12 V

Il suono prodotto da questo generatore di vento elettronico (fig. 5-12) è molto realistico nonostante la sua semplicità. La parte fondamentale del circuito è di nuovo un generatore di rumore bianco. Il fruscio prodotto da tale generatore viene filtrato dal

circuito seguente ed in particolare da C_3, C_4, R_6, R_7. Ad aumentare il realismo contribuisce il potenziometro R_7 che ruotato da una parte all'altra modifica il suono facendo sembrare come se aumentasse o diminuisse la velocità del vento. L'uscita può andare ad un qualsiasi amplificatore audio.

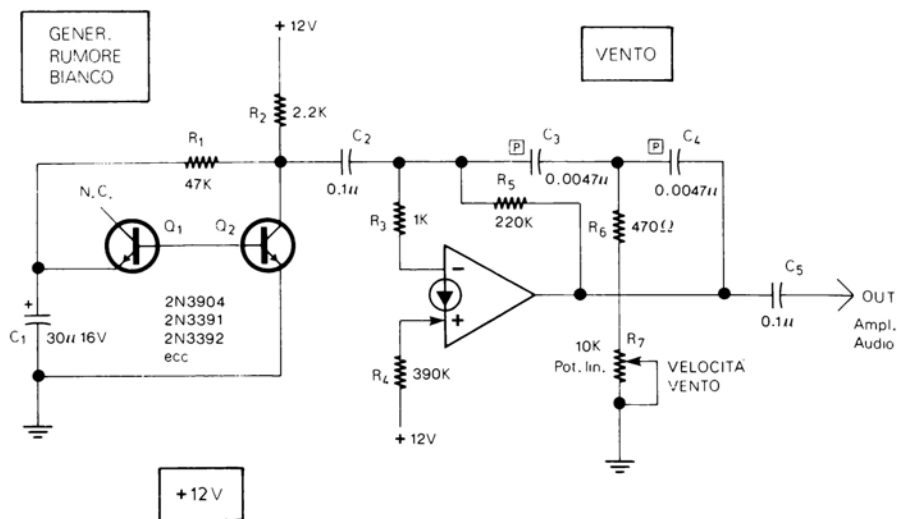



Figura 5-12

GRILLI

+9 V

Quel particolare suono che si ascolta in campagna d'estate emesso dai grilli, può essere riprodotto con il circuito di fig. 5-13. Si tratta in sostanza di tre oscillatori (A_1, A_2, A_3) ciascuno dei quali aziona o blocca il successivo con un funzionamento indicato in fig. 5-14. Il primo oscillatore (A_1) ha due frequenze di funzionamento, una bassa (1 Hz) ed una più elevata (4 Hz), rispettivamente per riprodurre il suono di un grillo o di molti grilli. Il secondo oscillatore (A_2), che ha una frequenza di 40 Hz, è controllato da A_1 tramite R_6 e D_1. A sua volta questo oscillatore controlla, tramite R_{11} e D_2, il terzo (A_3). La frequenza di quest'ultimo è regolabile tramite il trimmer R_{13} che determina il tono, che può essere compreso tra 1.5 e 3 kHz. R_{13} va regolato per ottenere il migliore effetto. Notare che D_1 e D_2 sono orientati in modo diverso; D_1 con l'anodo all'uscita di A_1, e D_2 con il catodo all'uscita di A_2. Se questi due diodi non vengono collegati nel modo indicato, l'effetto è completamente diverso. Il suono viene amplificato da Q_1 e inviato direttamente ad un piccolo altoparlante da 8Ω di bassa potenza. Il potenziometro R_{21} regola il volume.

GRILLO
GRILLI
+9V
S1
A
B
R1 82K
R2 220K
R3 3.3M
R4 10M
R5 10M
C1 2.2µ 12V
A1
A
1N4148 D1
R6 10K
C2 0.1µ
P
R7 1M
R8 220K
R9 3.3M
R10 3.3M
A2
B
1N4148 D2
R11 10K
R12 82K
R13 100K
"TONO"
Trimmer
R14 1M
C3 0.0022µ
P
A3
R15 3.3M
R16 3.3M
C
R17 47K
A4
R18 100K
R19 2.2K
R20 2.2K
2N2222 Q1
R21
1K Pot. lin.
"VOLUME"
R22 100Ω
1N4001 D3
Altoparlante 8Ω 200mW

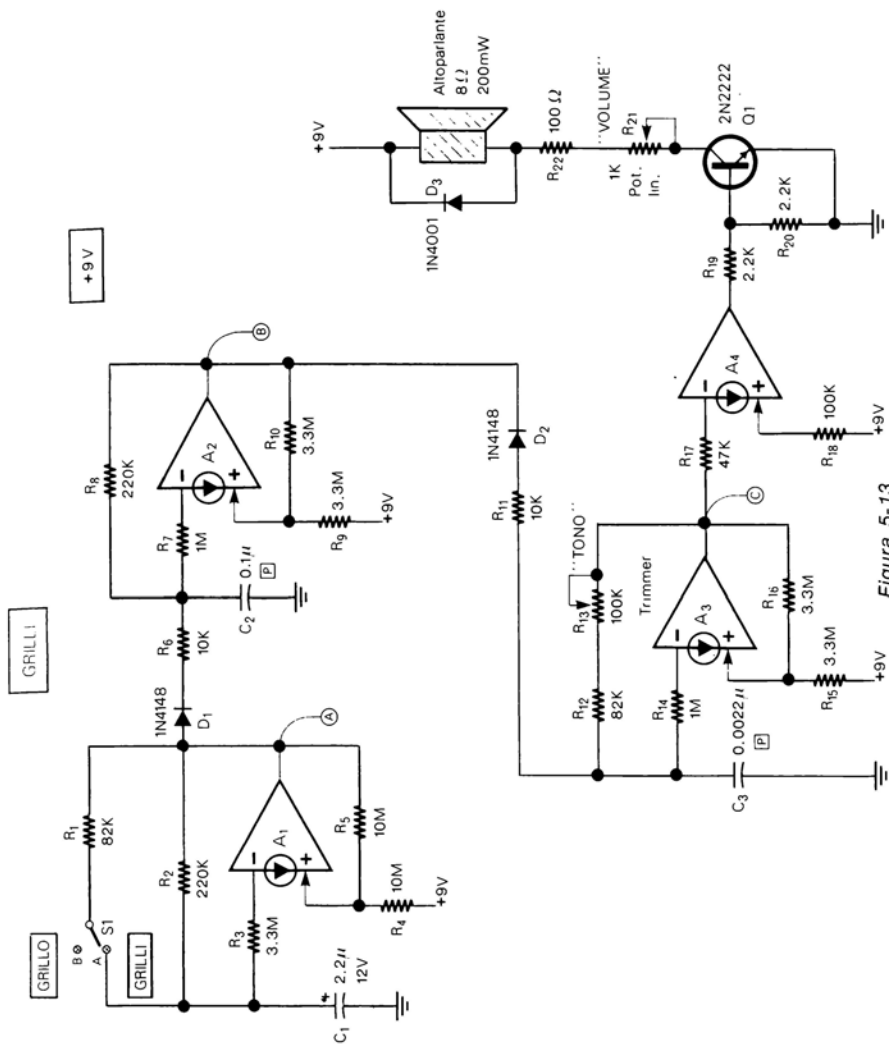
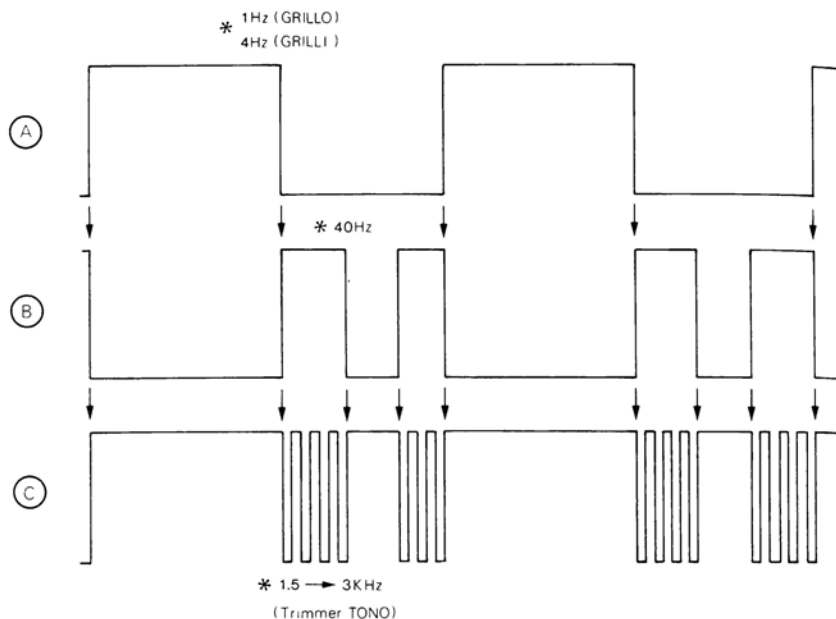



Figura 5-13

Figura 5-14

MUGGITO

+12 V ±5%

Molti suoni sono a volte più semplici di quanto si possa credere; ne dà un esempio questo generatore di muggito elettronico. Con un'adeguato amplificatore l'apparecchio può essere usato come avvisatore acustico, in stile Texano, per automobili. Il circuito (fig. 5-15) è sostanzialmente formato da un oscillatore controllato in tensione (VCO) formato da A_1 e A_2. Il funzionamento è indicato nella fig. 5-16. Premendo P_1 il condensatore C_2 si carica e la frequenza del VCO (uscita D) sale in un paio di secondi da circa 100 Hz a circa 130 Hz. Rilasciando P_1, C_2 inizia a scaricarsi e la frequenza torna a scendere, ma dopo pochissimo tempo il condensatore C_1 si scarica e l'uscita di A_4 sale alla massima tensione bloccando l'oscillatore. L'unica taratura da effettuare è quella del trimmer R_7 che va regolato fino ad ottenere l'effetto che vi sembra più realistico.

CAMPANA

+12 V ±5%

L'effetto della campana elettronica è formato da una frequenza che viene modulata in modo che la sua ampiezza salga di colpo e ridiscenda lentamente per simulare i

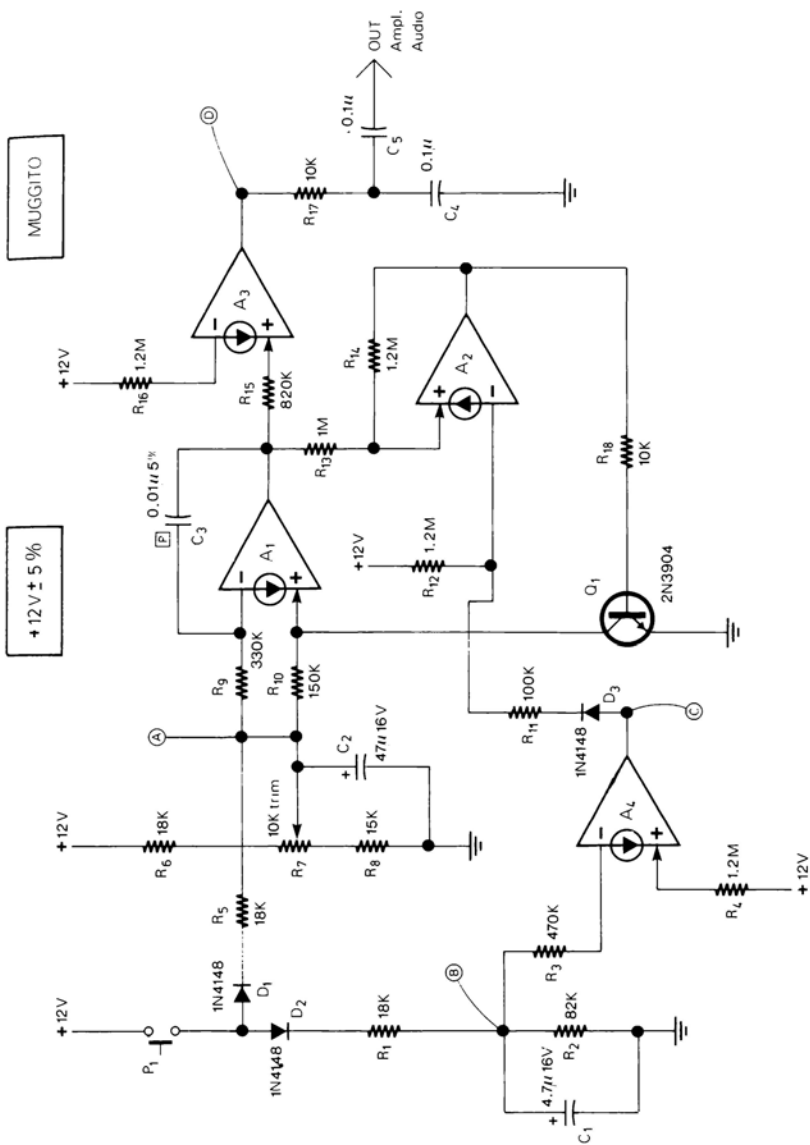
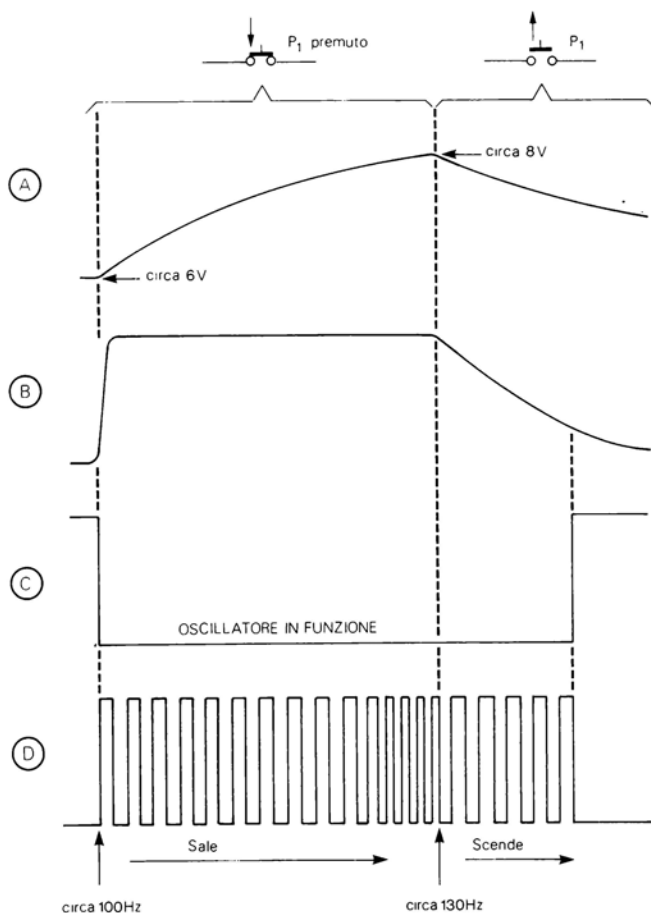



Figura 5-16

rintocchi e la successiva vibrazione. In fig. 5-17 l'oscillatore è formato da A_1 e A_2 e fornisce un'onda triangolare di frequenza regolabile con R_3 tra 200 e 400 Hz. L'uscita va ad un'amplificatore controllato in tensione (VCA) che usa A_3. Quest'ultimo fornisce in uscita un'ampiezza che dipende dalla tensione su C_4. Il quarto CDA (A_4) è utilizzato per generare dei brevi impulsi negativi con una frequenza di circa 0.7 Hz. Ad ogni impulso C_4 viene caricato velocemente attraverso Q_1 ed R_{20} e altrettanto velocemente l'ampiezza all'uscita del VCA sale al massimo. Terminato l'impulso brevissimo C_4 inizia a scaricarsi attraverso R_{21} ed R_{22}, per cui anche l'ampiezza all'uscita del VCA scende progressivamente. Con il circuito formato da A_4 e Q_1 si ottiene un rintocco ogni 1.5 secondi. Questa parte del circuito può essere, tuttavia, sostituita da un pulsante utilizzando la semplice modifica indicata in fig. 5-17. La frequenza va rego-

+12V±5%
CAMPANA
VCA
OUT Ampl. Audio
OPPURE
OSCILL. PILOTA
"TONO" 200 → 400Hz
47K trim
0.7Hz
2N3906
1N4148
100μ 16V

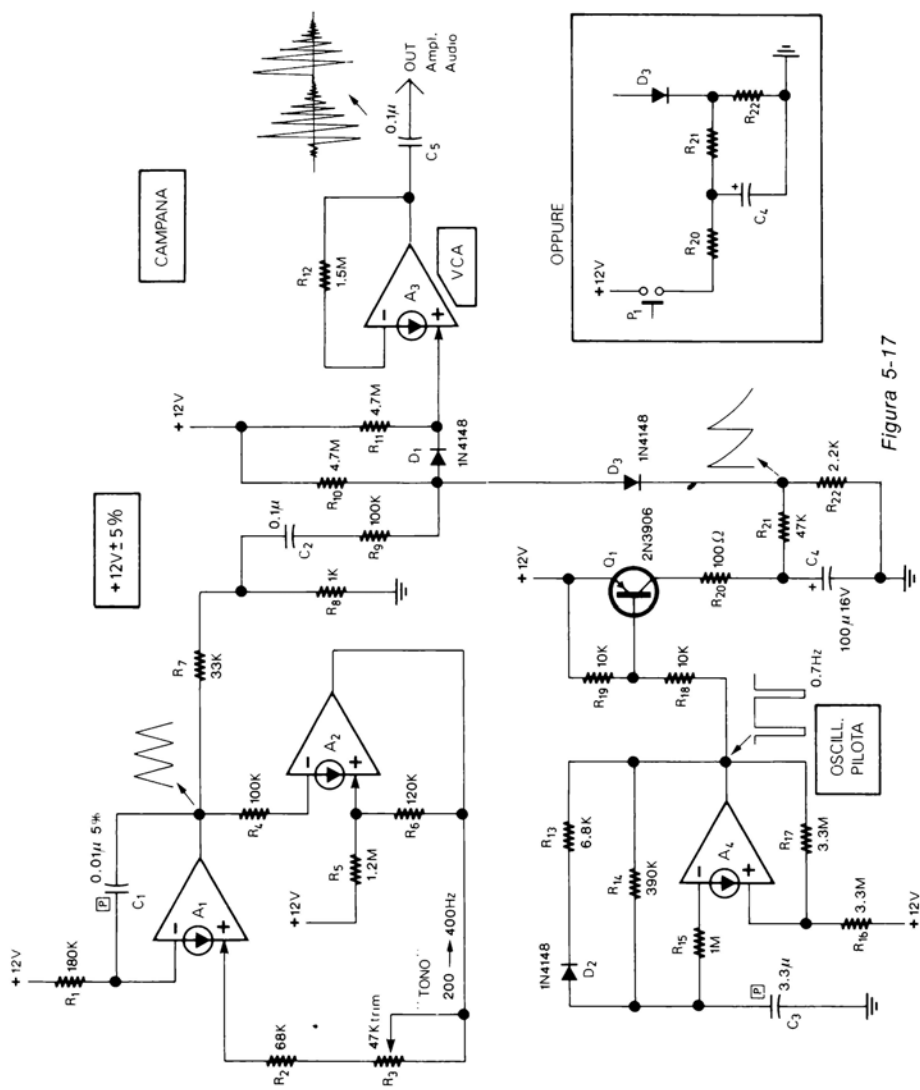



Figura 5-17

lata con R_3 per ottenere l'effetto migliore che da alcune prove effettuate si aggira sui 300-350 Hz.

MOTORE DIESEL MARINO

+12 V

Il circuito di fig. 5-18 produce il caratteristico rumore proveniente dai motori diesel utilizzati dai pescherecci o dalle chiatte per i trasporti fluviali. L'effetto, come è visibi-

Figura 5-18

Figura 5-19

Tabella 5-3

C_1	fp	C_2	fc
470 pF 5%	70 Hz -- 5 KHz	0.47 µ P 5%	0.5 Hz -- 80 Hz
0.0015 µ P 5%	25 Hz -- 1.8 KHz	0.1 µ P 5%	3 Hz -- 400 Hz

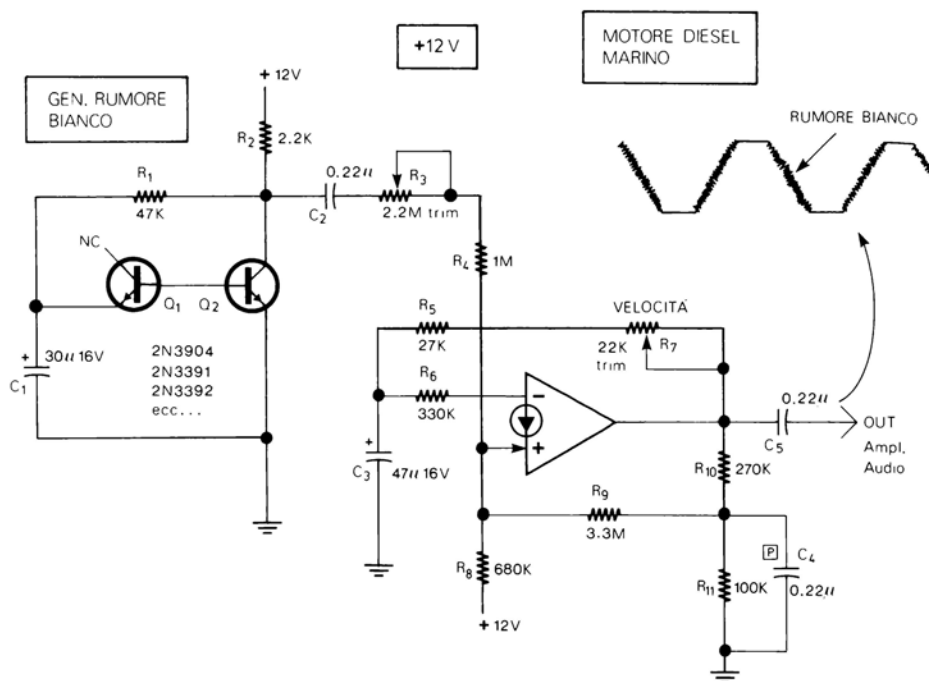
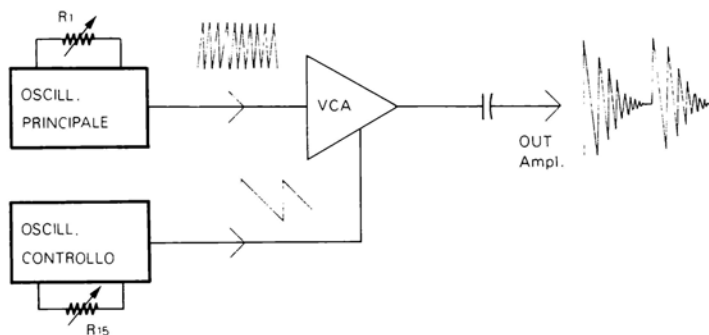
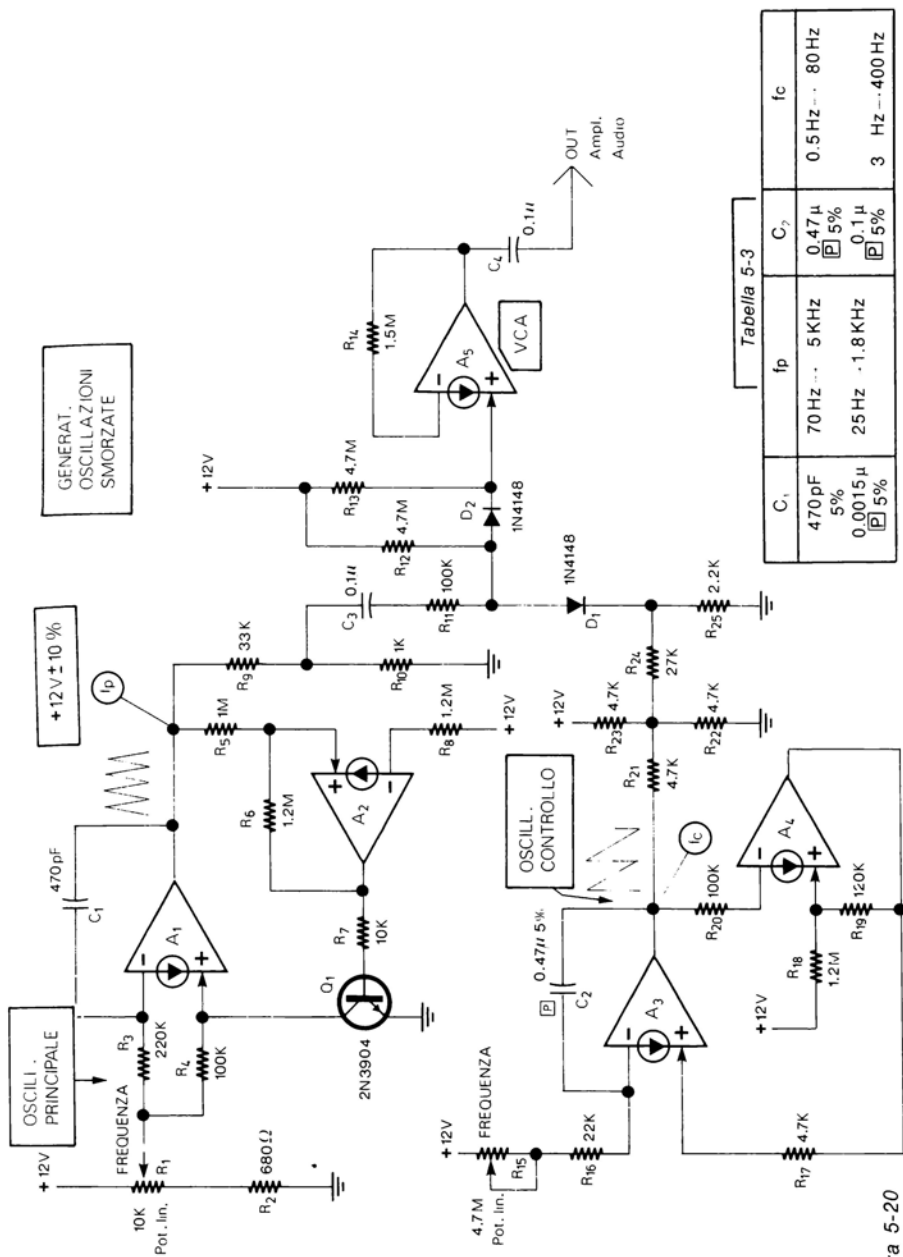



Figura 5-20

le all'uscita del circuito in fig. 5-18, è sostanzialmente costituito da un'onda quadra a bassa frequenza a cui si sovrappone un rumore bianco durante i fronti di salita e di discesa dell'onda quadra stessa. Il rumore bianco serve per produrre i caratteristici sbuffi di vapore del motore diesel marino. Lo schema che realizza tale effetto (fig. 5-18) è un'oscillatore ad onda quadra modulato da un generatore di rumore bianco. La taratura va effettuata cominciando dal trimmer R_3 che va regolato in modo da ottenere il migliore effetto. La seconda operazione da effettuare è la regolazione del trimmer R_7 per una frequenza di uscita di circa 3 Hz. Per effettuare questa seconda taratura non è possibile collegare frequenzimetri digitali all'uscita in quanto la misura verrebbe falsata dal rumore bianco sovrapposto all'onda quadra; è preferibile, perciò, utilizzare un'oscilloscopio o effettuare la regolazione ad orecchio.

GENERATORE DI OSCILLAZIONI SMORZATE +12 V ±10%

Questo circuito è il primo di tre generatori universali di effetti contenuti in questo capitolo. Come è visibile dallo schema blocchi di fig. 5-19, il generatore è costituito da un'oscillatore principale che produce un'onda triangolare la quale viene modulata in ampiezza con un VCA da un'oscillatore di controllo.

La frequenza dei due oscillatori è regolabile in modo da produrre vari suoni. L'oscillatore principale, formato da A_1 e A_2 (fig. 5-20), produce frequenze comprese tra 70 Hz e 5 kHz. L'oscillatore di controllo, invece, formato da A_3 e A_4, fornisce delle onde a dente di sega di frequenza compresa tra 0.5 e 80 Hz.

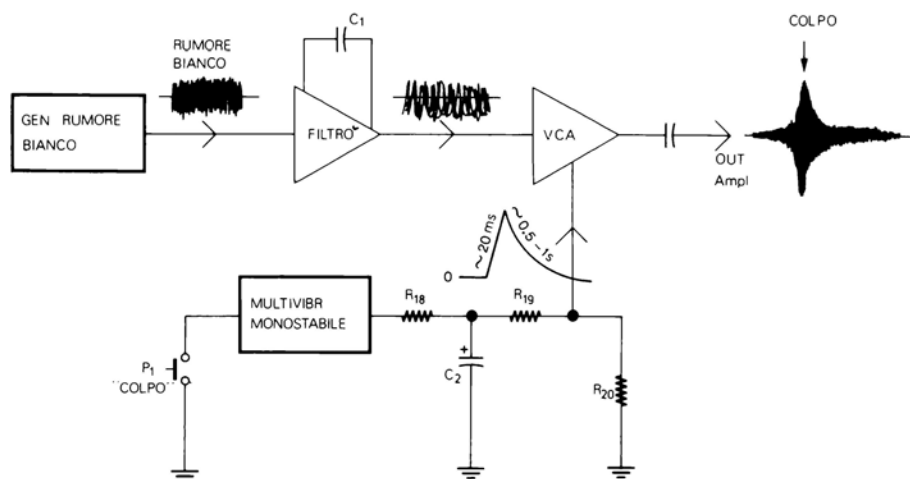



Figura 5-21

Come indicato nella tabella 5-3 uno dei condensatori C_1 o C_2 o entrambi possono essere sostituiti in modo da ottenere altre frequenze e quindi differenti effetti.

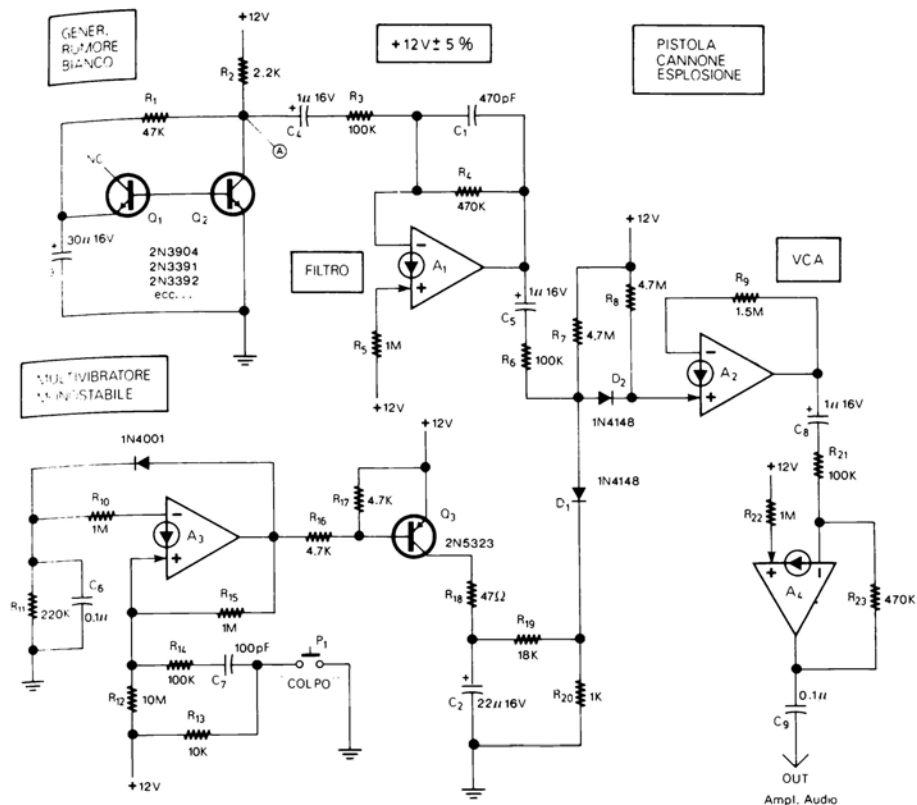



Tabella 5-4

EFFETTO	C_1	C_2
Colpo di pistola	470 pF	22 μF
Colpo di pistola prolungato	470 pF	47 → 68μF
Colpo di pistola con eco	470 pF	100 μF
Cannonata	470 pF	100 μF
Esplosione	100 pF	47 → 100 μF

Figura 5-22

COLPO DI PISTOLA/COLPO DI CANNONE/ESPLOSIONE   +12 V ±5%

Tutti e tre gli effetti indicati possono essere prodotti secondo lo schema blocchi di fig. 5-21. In tutti e tre i casi, infatti, il suono è costituito da un rumore bianco filtrato e

modulato tramite un VCA. Nella stessa figura è visibile l'effetto risultante. Premendo P_1 si aziona il multivibratore monostabile che fa aumentare di colpo l'ampiezza del rumore bianco in uscita. Subito dopo tale ampiezza decresce in un tempo che dipende dal valore di C_2. Lo schema di fig. 5-22 utilizza il solito generatore di rumore bianco il cui suono è filtrato da C_1 ed R_4 è inviato al VCA. Con il VCA il suono viene modulato nel modo detto in precedenza, dalla tensione presente su C_2. Quando si preme P_1, C_2 viene rapidamente caricato attraverso Q_3 ed R_{18} e successivamente si scarica attraverso R_{19} ed R_{20}, sostituendo C_1 (che filtra il rumore bianco) e C_2 (che determina la durata del suono) secondo quanto indicato nella tabella 5-4, si possono ottenere i vari effetti. Per questo circuito occorre selezionare Q_1 in modo da avere al punto A un rumore bianco con un'ampiezza di almeno 1.5-2 Vpp. Nell'uso il pulsante P_1 va premuto con decisione per evitare colpi multipli. L'effetto migliore si ottiene con l'amplificatore regolato a volume elevato.

CANNONE LASER SPAZIALE

+12 V ±5%

Naturalmente tutti sanno che il raggio laser non fà alcun rumore. Tuttavia nei films di fantascienza, durante gli scontri tra astronavi, quando vengono sparati i raggi dalle armi laser è possibile ascoltare un suono ormai caratteristico che è, appunto, quello riprodotto dal circuito che proponiamo. Si tratta in sostanza, come è visibile in fig. 5-23, di un'onda quadra modulata in frequenza da un'oscillatore di controllo. L'oscillatore di controllo ad onda triangolare (fig. 5-24) utilizza due CDA (A_1 e A_2). Il potenziometro R_1 permette di regolare la frequenza che a sua volta determina il numero di colpi al secondo che è compreso tra 5 e 10. Quando il grilletto (P_1) dell'arma spaziale viene premuto, l'onda triangolare modula velocemente il VCO formato da A_3 e A_4. La frequenza del VCO dipende da C_1 che può essere scelto tra 220 e 470 pF. L'effetto migliore si ottiene con C_1 di 330 pF o 470 pF. Nell'uso si può ottenere un'ottimo effetto premendo e rilasciando casualmente P_1 e con il potenziometro R_1 regolato circa al centro.

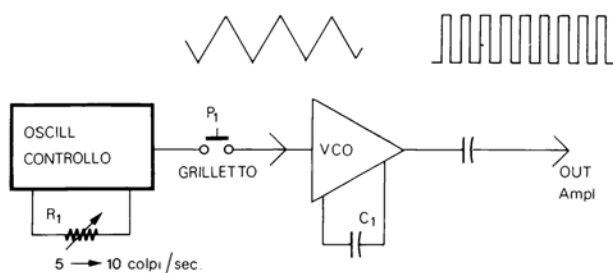



Figura 5-23

LOCOMOTIVA A VAPORE

12 V ±10%

La fig. 5-25 mostra lo schema blocchi di un simulatore di locomotiva a vapore. An-

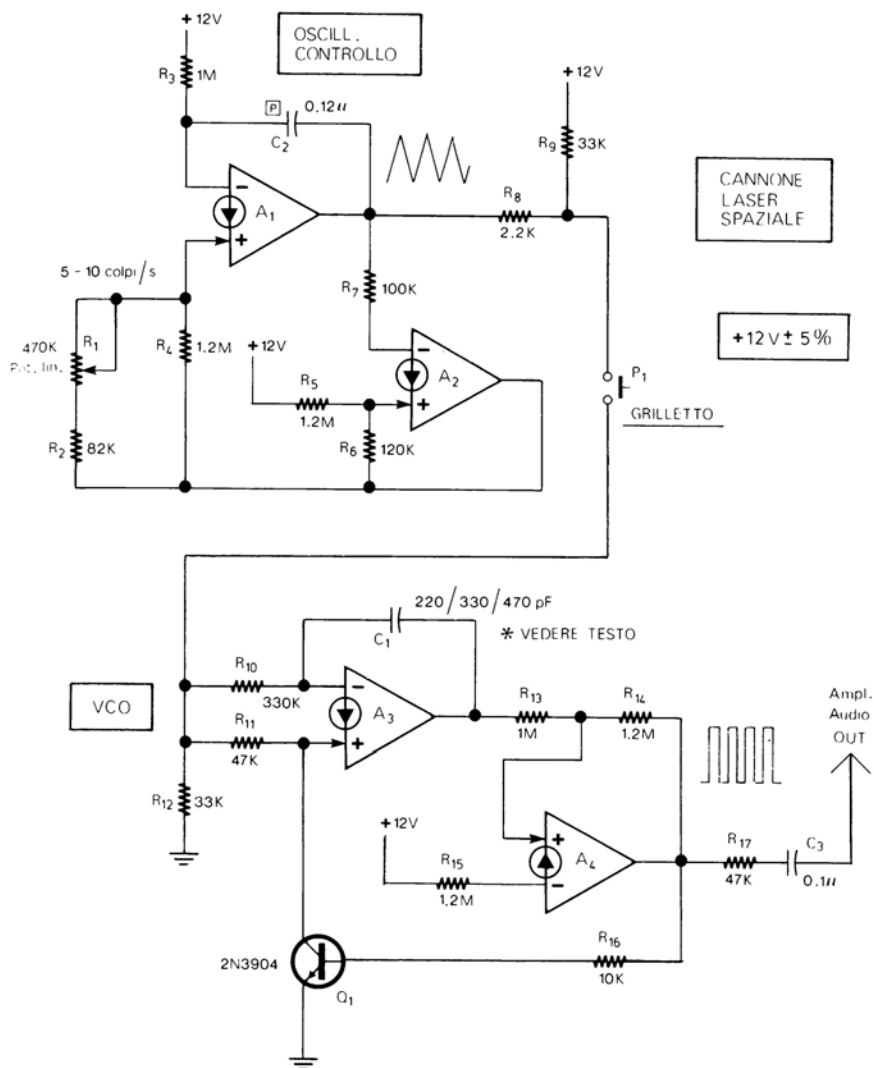



Figura 5-24

cora una volta un generatore di rumore bianco viene modulato in ampiezza da un VCA controllato da un'oscillatore. Tale oscillatore ha un tempo di salita (a) sempre uguale e un tempo di discesa (b) regolabile tramite un potenziometro che determina la velocità. Nello schema pratico di fig. 5-26 tale oscillatore è formato dal CDA A_1. Notare che A_2 è collegato tramite R_7 non all'uscita di A_1 ma sul condensatore C_3 dove, appunto, è presente l'onda quasi triangolare. Il potenziometro logaritmico (R_1) va

Figura 5-25

GEN. RUMORE BIANCO

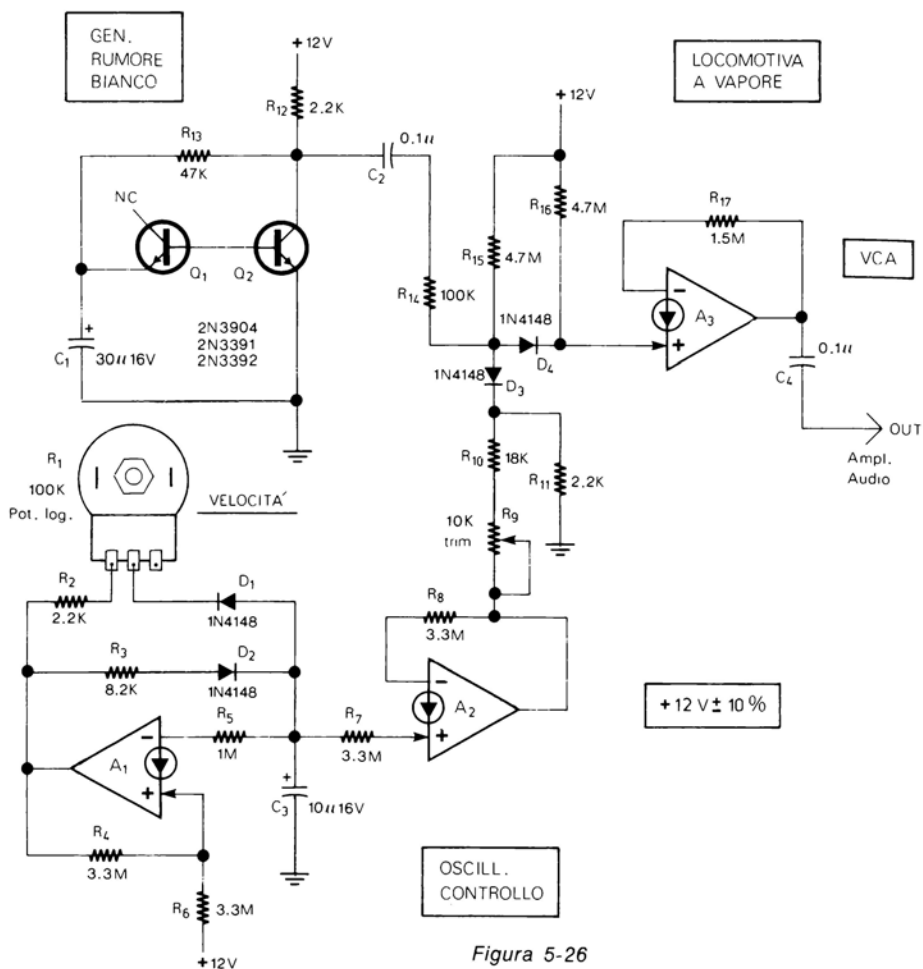
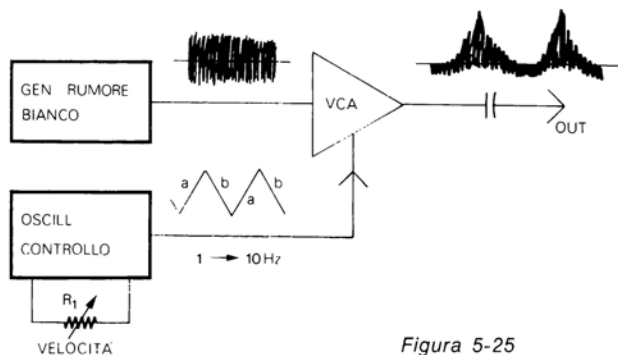
LOCOMOTIVA A VAPORE

VCA

OSCILL. CONTROLLO

+12 V ± 10 %

VELOCITA'

Figura 5-26

collegato come visibile in figura, inoltre bisogna fare attenzione a non invertire i diodi D_1 e D_2 da come indicato.

La taratura va effettuata regolando il trimmer R_9 fino ad ottenere il migliore effetto. Nell'uso R_1 serve per regolare la velocità del treno.

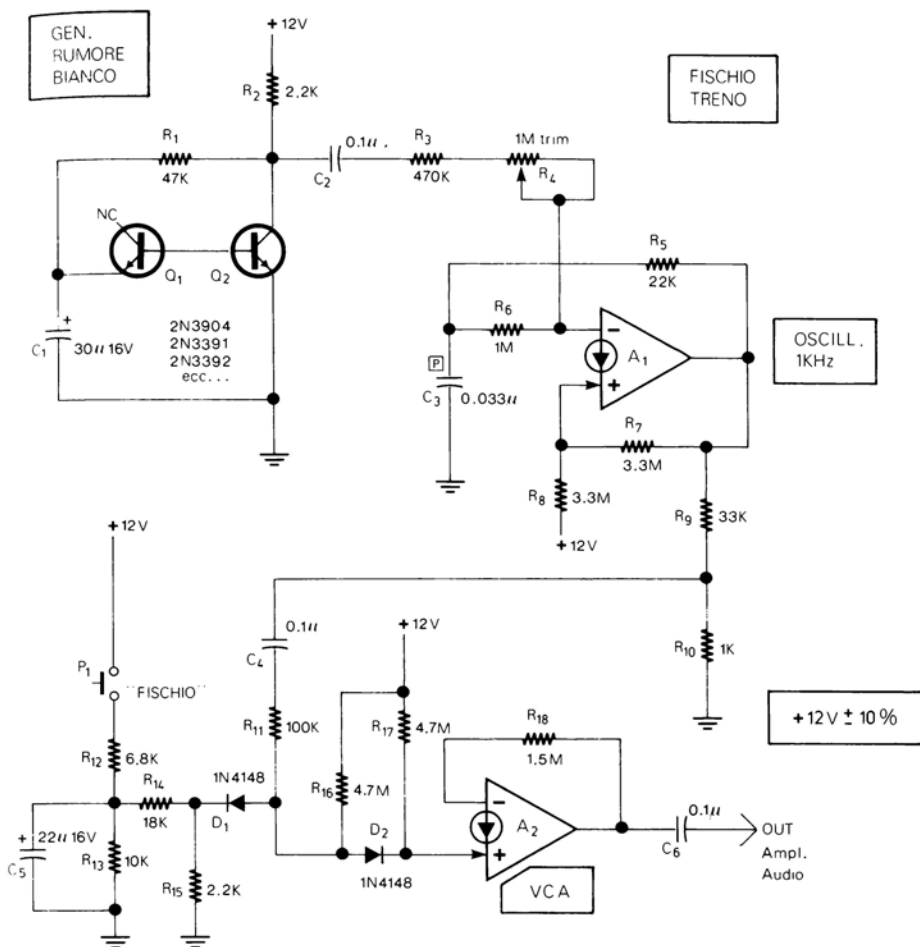



Figura 5-27

FISCHIO DEL TRENO

+12 V ±10%

Il fischio del treno è un'effetto relativamente complesso anche se può apparire semplice. Come si vede dal circuito di fig. 5-27 l'effetto viene prodotto da un'oscillatore ad onda quadra da 1 kHz il cui funzionamento viene influenzato da un generatore di rumore bianco. Il suono così prodotto è inviato ad un VCA che fornisce un determinato tempo di attacco e di rilascio del suono. Premendo P_1 il condensatore C_5 si cari-

ca attraverso R_{12} che determina il tempo di attacco. Rilasciando P_1, C_5 si scarica attraverso R_{13} che determina il tempo di rilascio. L'unica taratura da effettuare (con P_1 premuto) è quella del trimmer R_4 che va regolato per il migliore effetto.

CAMPANELLA TRENO

+12 V ±10%

Tranne alcune parti il circuito della campanella per treno (fig. 5-28) è simile alla campana elettronica di fig. 5-17, vi è di nuovo un'oscillatore ad onda triangolare (A_1

Figura 5-28

VCO con
MODULATORE
+12V
0.33 μ 5%
C_1
R_1
10K
Pot. lin.
R_5
220K
R_6
100K
A_1
R_7
1M
R_9
1.2M
R_4
680Ω
+12V
R_8
1.2M
A_2
OSCILL.
CONTROLLO
0.1 → 10Hz
2N3904
Q_1
R_{10}
10K
+12 V
+12V
R_{11}
470Ω
22K
Pot. lin.
R_3
R_{12}
470Ω
220/470/1000 pF
*VEDERE TESTO
C_2
R_{14}
470K
R_2
10K
Pot. lin.
R_{15}
220K
A_3
R_{16}
1M
R_{17}
1.2M
R_{13}
470Ω
+12V
R_{18}
1.2M
A_4
S1
0.1μ
C_3
2N3904
Q_2
R_{19}
10K
R_{20}
47K
OUT
Ampl.
Audio
OSCILL. PRINCIPALE
65 Hz → 1.25 KHz (C2 1000 pF)
250 Hz → 4 KHz (C2 220 pF)
circa

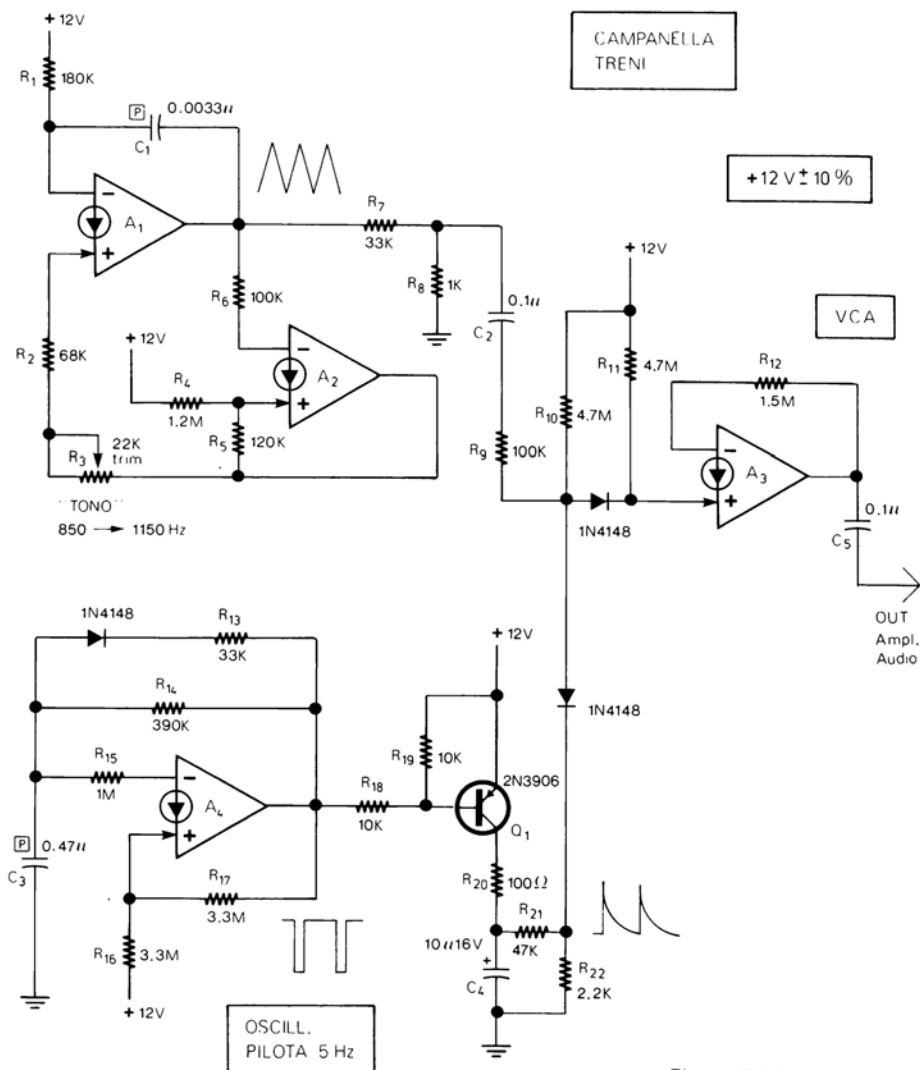



Figura 5-29

— A_2) che fornisce, però, una frequenza più elevata regolabile tramite R_3 tra 850 e 1150 Hz. Il generatore di impulsi, formato da A_4, funziona in questo caso su una frequenza di 5 Hz in modo da simulare lo scampanellio rapido di una campanella. L'onda triangolare dell'oscillatore viene modulata dalla carica e scarica di C_4 tramite il VCA A_3. L'unica taratura da effettuare è la regolazione del trimmer R_3 fino ad ottenere il suono più simile ad una campanella. Da prove effettuate la frequenza migliore è compresa tra 900 e 1000 Hz.

VCO CON MODULATORE

+12 V

Si tratta del secondo generatore universale di effetti utile per produrre musica elettronica, suoni spaziali o sirene diverse dal solito. Il circuito (fig. 5-29) è formato da un VCO, o oscillatore controllato in tensione, (A_3 — A_4) la cui frequenza viene controllata da un secondo oscillatore ad onda triangolare (A_1 — A_2). La frequenza dell'oscillatore di controllo è regolabile con il potenziometro R_1 tra 0.1 e 10 Hz. L'oscillatore principale, che fornisce onde quadre o triangolari a seconda della posizione di S_1, ha una frequenza di funzionamento che dipende da C_2 il quale può essere, per esempio, di 220, 470 o 1000 pF. Con C_2 di 220 pF la frequenza va da 250 a 4000 Hz; con C_2 di 1000 pF la frequenza va da 65 a 1250 Hz; questo con il potenziometro R_2 regolato al centro ed il potenziometro R_3 regolato per la minima resistenza. Ruotando diversamente R_2 ed R_3, oltre che R_1, si possono ottenere differenti effetti.

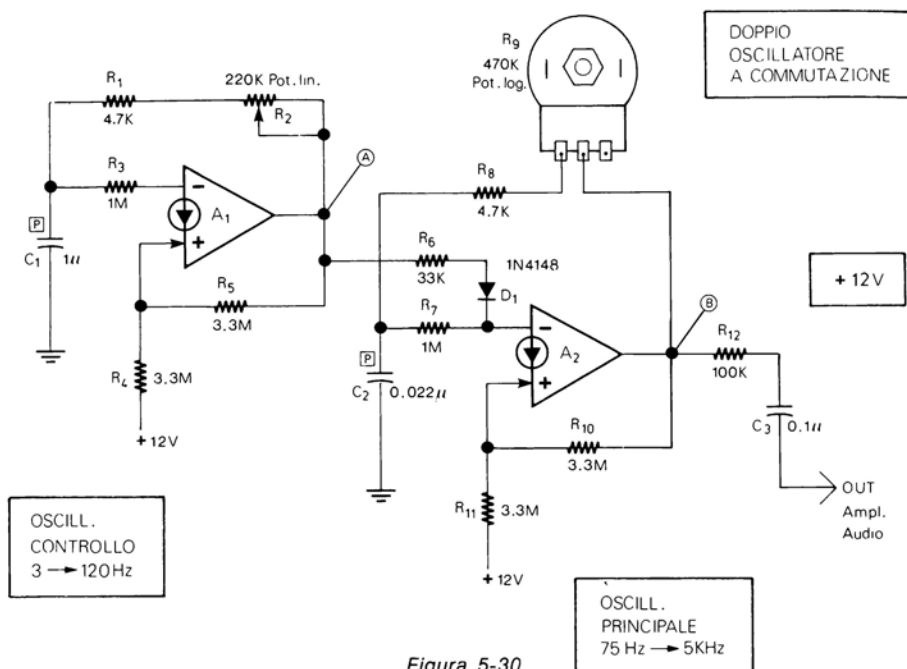



Figura 5-30

DOPPIO OSCILLATORE A COMMUTAZIONE

+12 V

Questo circuito (fig. 5-30) è l'ultimo ed anche il più semplice dei tre generatori universali di effetti. Si tratta, come dice il titolo, di due oscillatori di cui uno fa da commutatore dell'altro, vale a dire lo accende e spegne alla propria frequenza. L'oscillatore di controllo (A_1) ha una frequenza di funzionamento regolabile con il potenziometro R_2 tra 3 e 120 Hz. Tale oscillatore controlla l'oscillatore principale che ha una frequenza di funzionamento regolabile con il potenziometro R_n tra 75 e 5000 Hz. L'effetto risultante è in fig. 5-31 che mostra anche il funzionamento del circuito. Occorre fare attenzione a collegare il potenziometro R_n come indicato in fig. 5-30.

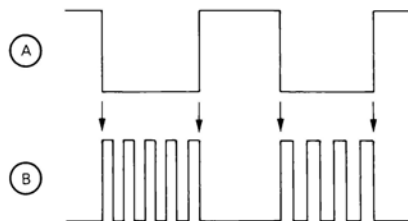



Figura 5-31

CONCHIGLIA ELETTRONICA

+9 V

Il circuito di fig. 5-32 simula il suono del mare che si ascolta accostando l'orecchio ad una grossa conchiglia. Si tratta di un generatore di rumore bianco (A_1) il cui suono

Figura 5-32

+12V
+ 12 V
GENERATORE DI MUSICA CASUALE
VCO
TENSIONE CASUALE
OUT Ampl. Audio
2N3904

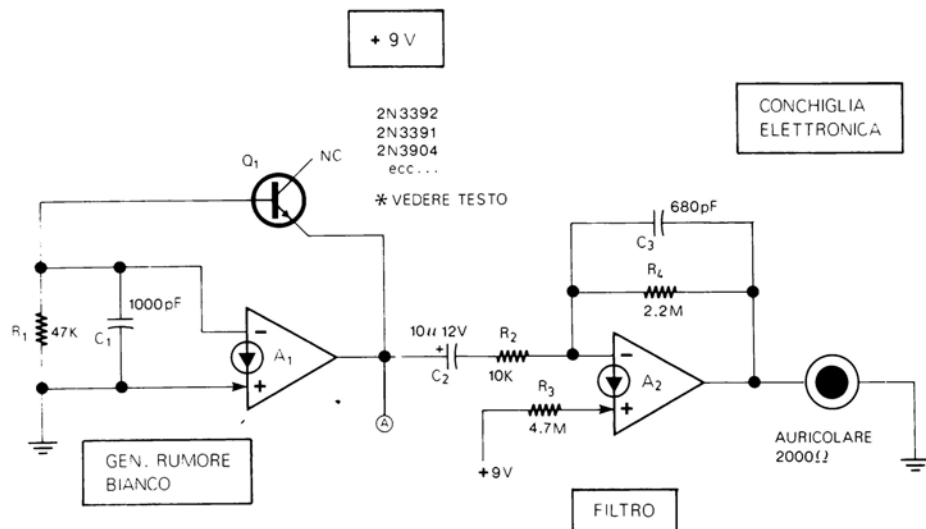
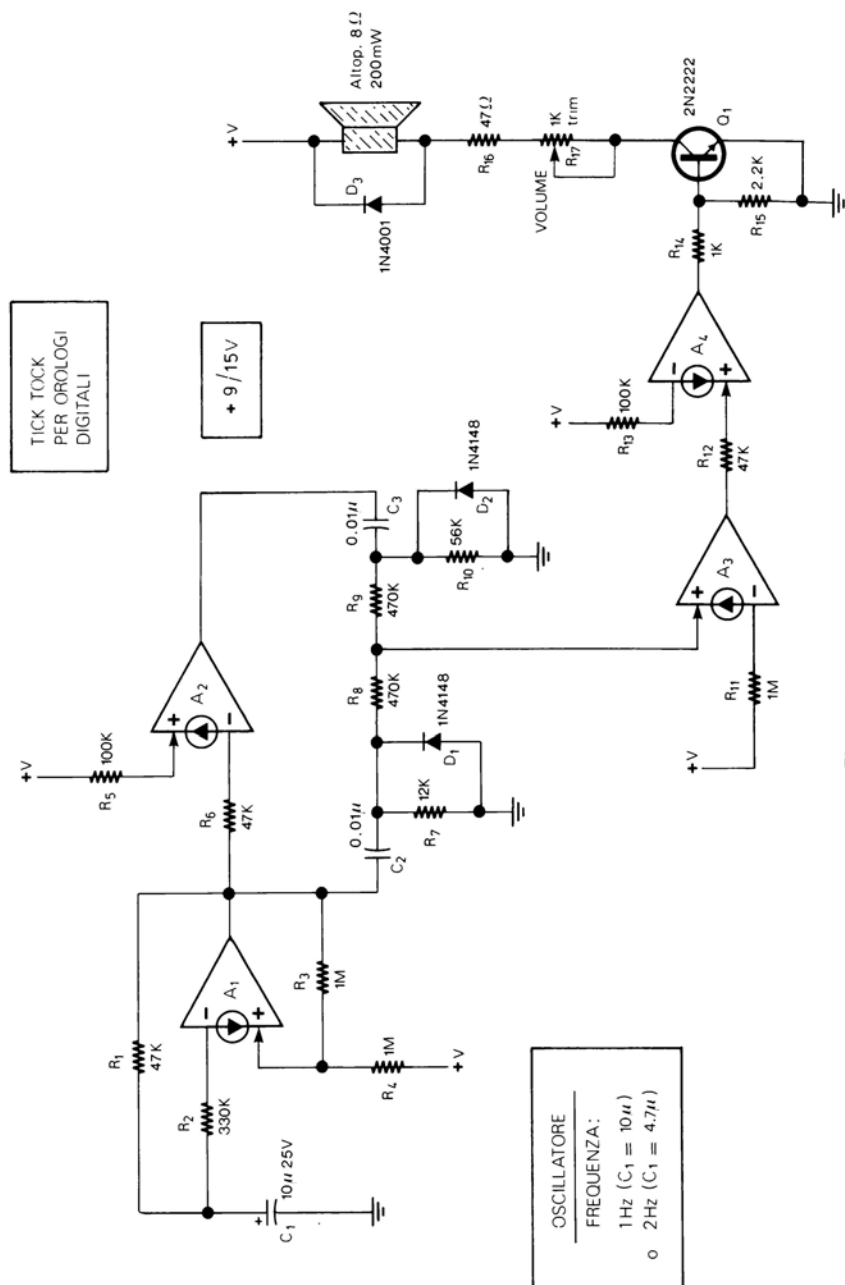
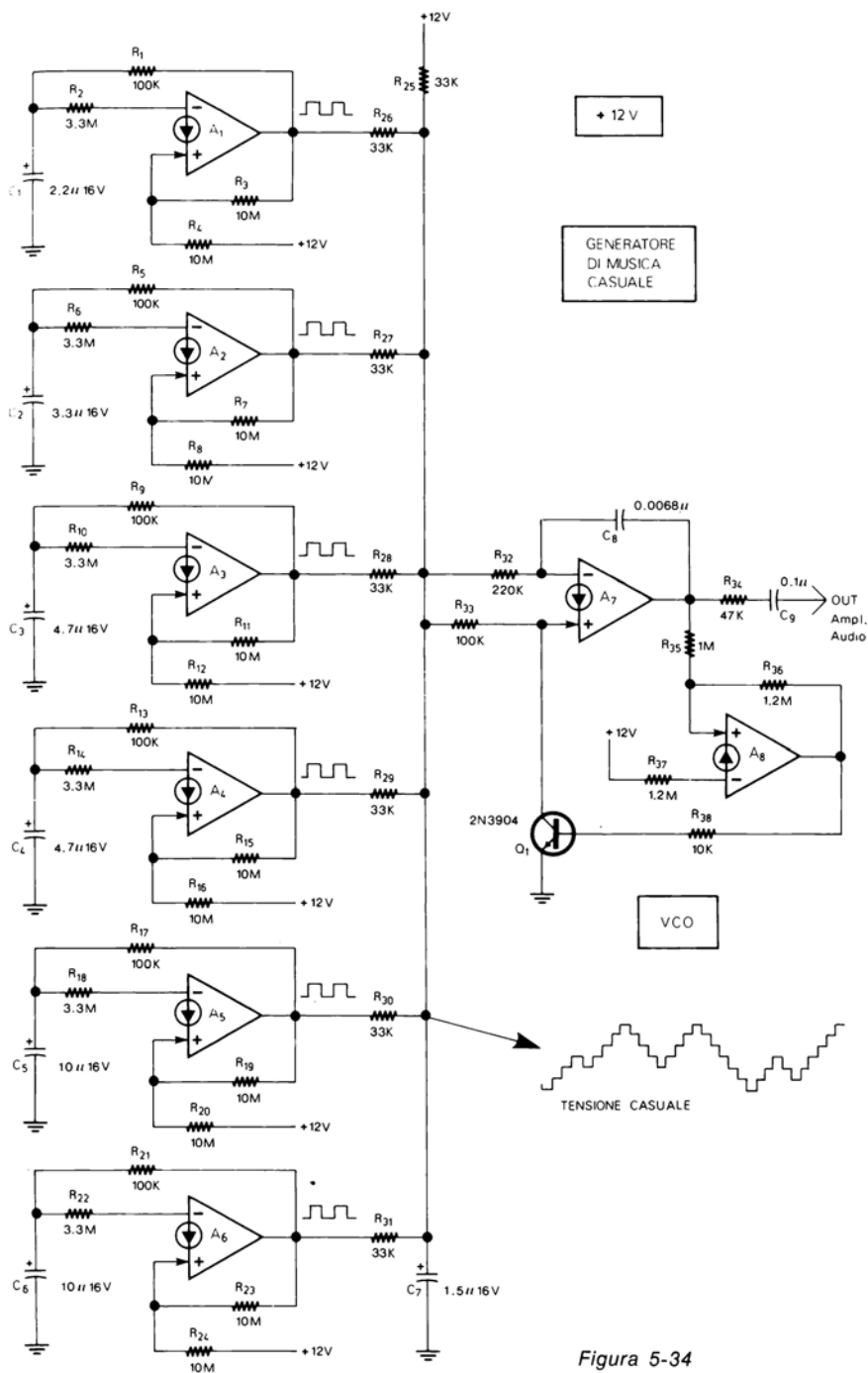



Figura 5-34

viene modificato da un filtro (A_2) ed inviato ad un'auricolare o a una cuffia da 2000Ω. Il transistore va selezionato in modo da ottenere al punto A un rumore bianco con ampiezza di almeno 100-150 mVpp.

TICK TOCK

+9/15 V

Se si vuole aggiungere ai moderni orologi digitali da tavolo il tick-tock degli orologi tradizionali meccanici, si può utilizzare il circuito di fig. 5-33 che è formato da un'oscillatore ad onda quadra (A_1) con una frequenza di circa 1 Hz, il quale tramite i gruppi formati da $C_2 - R_7 - D_1$ e $C_3 - R_{10} - D_2$, produce due impulsi differenti ogni secondo, impulsi che vengono amplificati e, infine, riprodotti dall'altoparlante di 8Ω. Volendo si può ottenere una velocità più rapida cambiando C_1 da 10 μF a 4.7 μF.

Il trimmer R_{17} va usato per regolare il volume. La tensione di alimentazione può essere compresa tra 9 e 15 V in modo da poter utilizzare il generatore con differenti modelli di orologi digitali.

GENERATORE DI MUSICA CASUALE

+12 V

L'ultimo circuito di questo capitolo è a metà strada un'apparecchio per musica ed un'effetto sonoro. Questo generatore di musica è formato da 6 oscillatori ad onda quadra con differenti frequenze di funzionamento, i quali tramite 6 resistenze da 33 kΩ (R_{26}... R_{31}), producono una tensione casuale che determina la frequenza dell'oscillatore controllato in tensione (VCO) costituito da A_7 e A_8. Di conseguenza all'uscita dell'oscillatore è presente un suono anch'esso casuale. Differenti suoni possono essere ottenuti sostituendo R_{25} con varie resistenze comprese tra 10 kΩ e 100 kΩ, utilizzando per C_7 condensatori tra 0.1 μF e 2.2 μF e per C_8 condensatori tra 2200 pF e 0.01 μF.

CAPITOLO 6

STRUMENTI ELETTRONICI

Questo capitolo comprende degli strumenti di misura, degli apparecchi per la prova di componenti, dei generatori di segnali, ecc. Tra gli altri il capitolo contiene un circuito per provare gli LM3900 utilizzati in tutti i capitoli del libro, un generatore di onde sinusoidali con un solo CDA, una Clip per circuiti logici TTL, uno Sweep lento per oscilloscopio, ecc.

TERMOMETRO PER SEMICONDUTTORI

+ 9 V

Il termometro di fig. 6-1 consente di controllare rapidamente la temperatura di funzionamento dei semiconduttori specialmente di potenza. L'indicazione viene presentata molto semplicemente con tre LED di diverso colore. Un LED verde si accende per indicare che la temperatura è al di sotto di 60° C, il LED giallo si accende quando la temperatura è tra i 60° e gli 80° C ed, infine, il LED rosso si accende se la temperatura sul termistore è superiore a 80°C. Naturalmente in fase di taratura si possono stabilire, come limiti, minimo e massimo, temperature diverse da 60° e 80°C.

Il circuito è composto da due comparatori (A_1 e A_2) e da un NOR (A_3).

Il termistore con la resistenza R_3 forma un partitore resistivo. I due comparatori A_1 e A_2 controllano la tensione presente nel punto centrale (T) di tale partitore. In particolare l'uscita del comparatore A_1 sale alla massima tensione e fa accendere il LED rosso quando la tensione al punto T sale al di sopra di un certo limite a causa della diminuzione della resistenza di TH_1 dovuta al superamento della temperatura di 80°. Il comparatore A_2 funziona, invece, il modo inverso, vale a dire la sua uscita è alla massima tensione e il LED verde è acceso, quando la tensione al punto T è al di sotto di un dato limite a causa dell'aumento della resistenza di TH_1 dovuto ad una temperatura inferiore a 60°. Infine, l'uscita del NOR A_3 è alla massima tensione e il LED giallo è acceso quando le uscite di A_1 e A_2 sono entrambe a 0 perchè la temperatura su TH_1 è tra 60° e 80° C.

La taratura va effettuata nel modo seguente. Regolate i trimmer R_1 ed R_2 al centro, quindi, con TH_1 che tocca un qualsiasi oggetto riscaldato alla temperatura di 80° ruotate il trimmer R_1 fino a che il LED rosso si spegne, quindi ruotatelo in senso inverso fino al punto esatto nel quale il LED rosso si accende. Nello stesso modo con TH_1 che tocca un'oggetto che si trovi alla temperatura di 60° ruotate il trimmer R_2 in modo che il LED verde si spegne, quindi ruotatelo di nuovo in senso inverso fino al punto esatto nel quale il LED verde si accende. Con una temperatura tra 60° e 80° dovreste verificare che si accende solo il LED giallo. Durante la taratura i LED rossi e verde possono anche trovarsi accesi insieme, dopo la taratura non dovrebbe capitare che i due LED si accendano insieme. Il termistore NTC da 6 kΩ deve essere con contenitore

+ 9V
batteria
P1
"TEST"
+9V
Termistore
NTC
metallico
6KΩ
(18°C)
TH1
T
R7
150K
R6
150K
R10
100K
14
A1
R5
68K
47K trim
R1
regol. 80°C
regol. 60°C
47K trim
R2
R4
56K
A2
7
R3
2.2K
R8
33K
R9
33K
A'3
R11
560Ω
R12
560Ω
R13
560Ω
L1
LED Rosso
L2
LED Giallo
L3
LED Verde
Oltre 80° C
60° - 80° C
Sotto 60° C

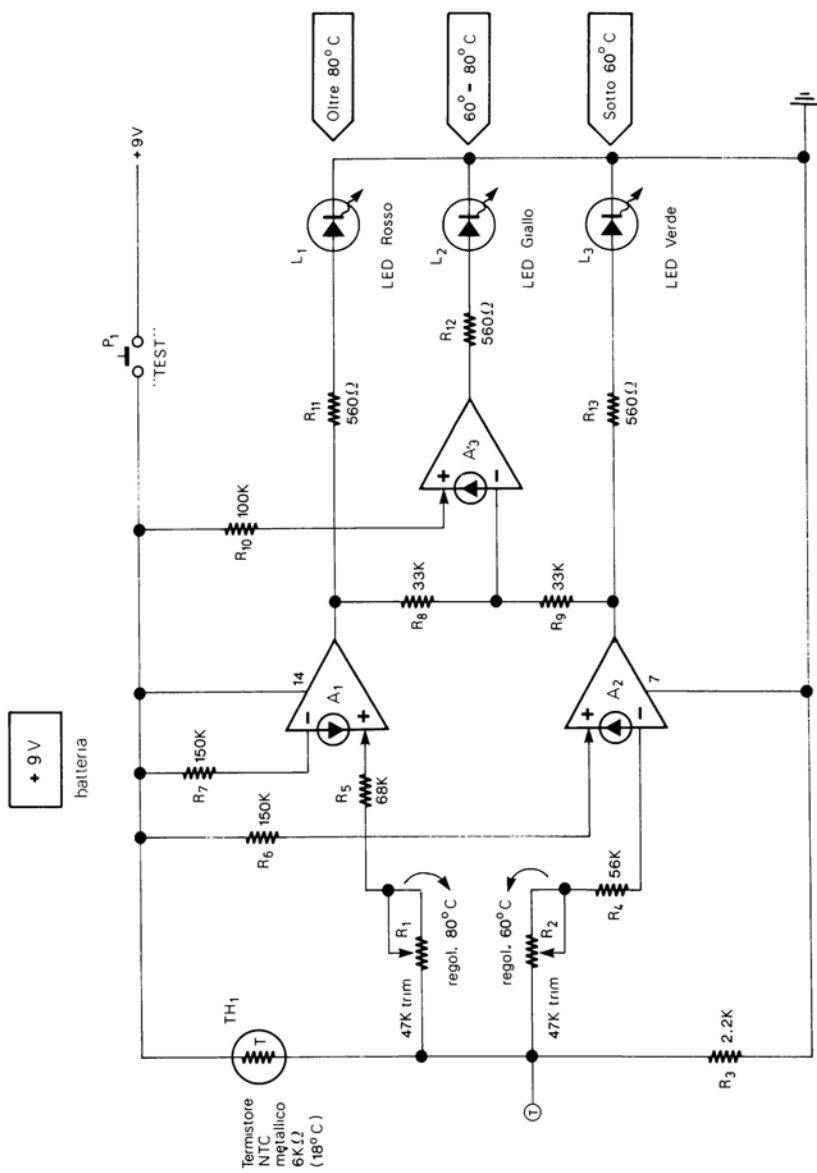



Figura 6-1

metallico in modo da non rovinarsi anche con temperature più alte del previsto.

Se al posto del termistore da 6 kΩ se ne usa uno di valore diverso, il termometro può essere tarato e utilizzato per altre temperature. Con un termistore, per esempio di 2.2 kΩ, la temperatura massima può essere regolata, per esempio, tra 30° e 50° C e la minima, per esempio, tra 5° e 20°C, in modo da usare il termometro per tenere sotto controllo bagni fotografici, soluzioni chimiche, ecc. L'apparecchio può essere realizzato a forma di sonda, come è visibile in fig. 6-2. Nell'uso il termistore va messo a contatto con il semiconduttore, l'oggetto o il liquido da controllare, per circa 10-20 secondi, quindi, senza staccare il termistore dall'oggetto, si preme il pulsante «TEST» e il LED corrispondente alla temperatura si accende.

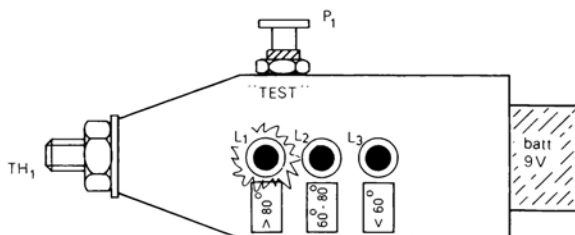



Figura 6-2

PROVA DIODI

Questo è un'apparecchio molto semplice che consente di controllare se un diodo è interrotto, se è in cortocircuito oppure se è in buono stato, e in quest'ultimo caso è possibile verificare anche la polarità del diodo se questa non è indicata con chiarezza sul contenitore.

Il circuito (fig. 6-3) è composto da un'oscillatore ad onda quadra (A_1) con frequenza di 80 Hz (punto R). Questo oscillatore assieme ad A_3 (che fornisce nel punto T la stessa frequenza ma invertita di fase) invia una tensione positiva alternativamente dal punto A verso il punto B e viceversa. Inserendo un diodo tra A e B i due comparatori A_2 e A_4 rivelano se la tensione passa da A verso B o da B verso A ed indicano, perciò, la polarità del diodo sotto prova.

Il prova diodi può essere realizzato in pratica come visibile in fig. 6-4. I due punti di contatto A e B ai quali va collegato il diodo, possono essere due morsetti o semplicemente due cilindretti di metallo tagliati in modo da poggiarvi il diodo. I due LED verde (L_1) e rosso (L_2) indicano la polarità del diodo stesso.

L'apparecchio va utilizzato collegando tra A e B un diodo che si vuole provare o del quale si vuole conoscere la polarità, quindi si preme il pulsante «TEST» che alimenta il circuito e si osserva quale dei LED si accende. Se si accende il LED verde o il LED rosso, il diodo è buono e la polarità è quella indicata in fig. 6-4. Se si accendono en-

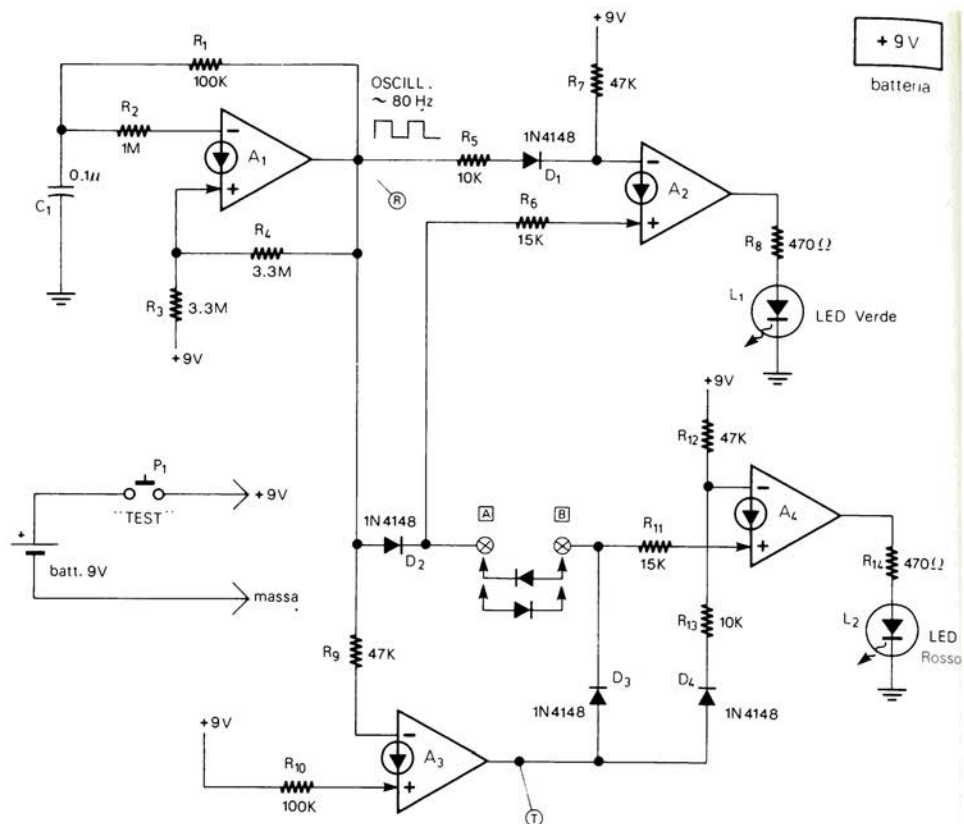



Figura 6-3

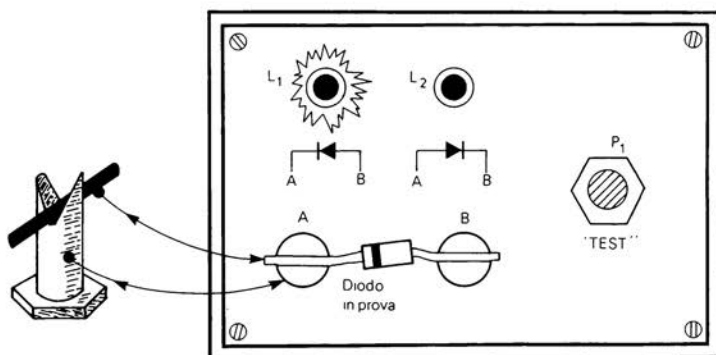



Figura 6-4

trambi i LED il diodo è in cortocircuito. Infine, se premendo P_1 i LED restano spenti, il diodo è interrotto o non è collegato bene ai morsetti.

PROVA TRANSISTORI ED SCR

+ 9 V

Il circuito di fig. 6-5 consente di effettuare sui transistori PNP ed NPN e sugli SCR di potenza medio-bassa, una semplice prova di tipo GO-NO GO (VA-NON VA). La parte principale dell'apparecchio è un'oscillatore ad onda quadra (A_1) che funziona su una frequenza di circa 100 Hz. Tramite A_2 e A_3 l'onda quadra viene suddivisa in due fasi opposte. Tutto il circuito fornisce ai terminali E-B-C, alternativamente le tensioni per il funzionamento di un transistore NPN (o di un SCR) e le tensioni per il funzionamento di un transistore PNP. A seconda del dispositivo collegato si accende il LED rosso o il LED verde.

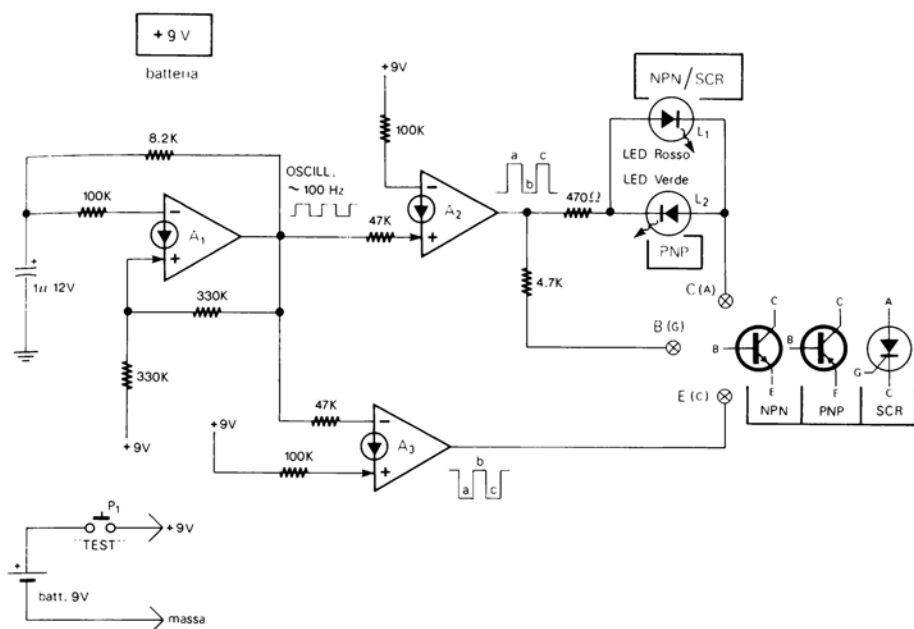



Figura 6-5

Il circuito può essere realizzato come in fig. 6-6. Sul contenitore possono essere sistemati uno o più tipi di zoccoli, per transistori con differenti contenitori; oltre a tali zoccoli vengono utilizzate anche tre pinzette a coccodrillo di colore diverso per provare quei transistori che hanno contenitori o configurazioni dei terminali meno comuni.

Per effettuare la prova il transistore (o l'SCR) va sistemato sullo zoccolo o collegato alle pinzette facendo attenzione che i terminali non si tocchino tra loro e che siano

collegati nel modo esatto. Quindi si preme il pulsante «TEST» che alimenta il circuito e si osserva quale dei LED si accende. Se si accende il LED rosso (L_1) il transistore è un NPN buono oppure un SCR anch'esso buono, se, invece, premendo P_1 si accende

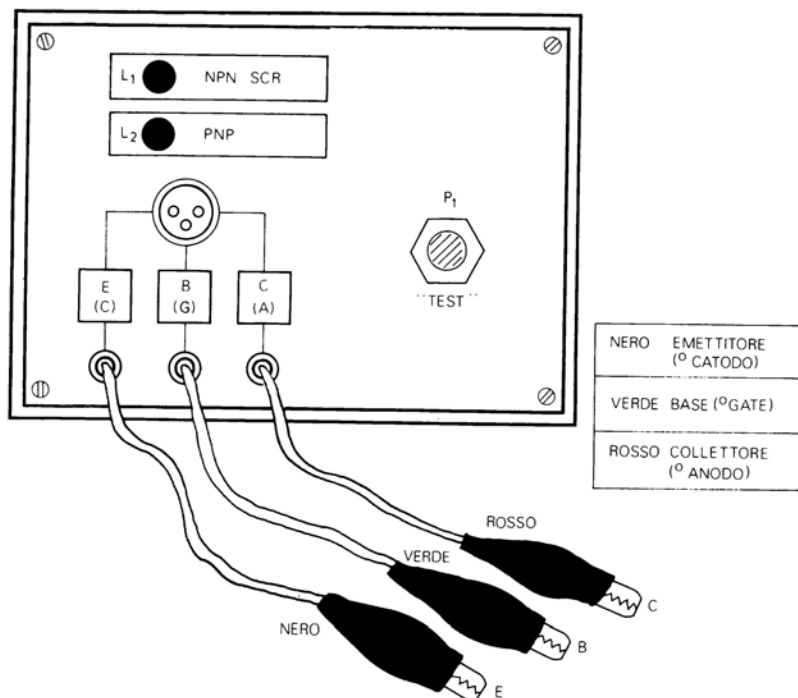



Figura 6-6

il LED verde (L_2) il transistore è un PNP. Se si accendono entrambi i LED il dispositivo sotto prova è in cortocircuito tra E e C. Infine, se premendo P_1 i due LED rimangono spenti il dispositivo è interrotto tra E e C oppure è collegato male allo zoccolo o alle pinzette.

TESTER PER INTEGRATI LM3900 (primo tipo)

+ 9 V

Questa prima versione di tester per integrati LM3900 prova i CDA come comparatori. Lo schema completo è in fig. 6-7 e consente di effettuare contemporaneamente la prova su tutti e quattro i CDA dell'LM3900.

Oltre all'LM3900 l'apparecchio consente di provare, senza modifiche, anche gli altri due integrati con CDA, MC3301 ed MC3401.

Per comprendere il funzionamento dell'apparecchio si può osservare lo schema semplificato di fig. 6-8, schema che è riferito ad un solo dei CDA.

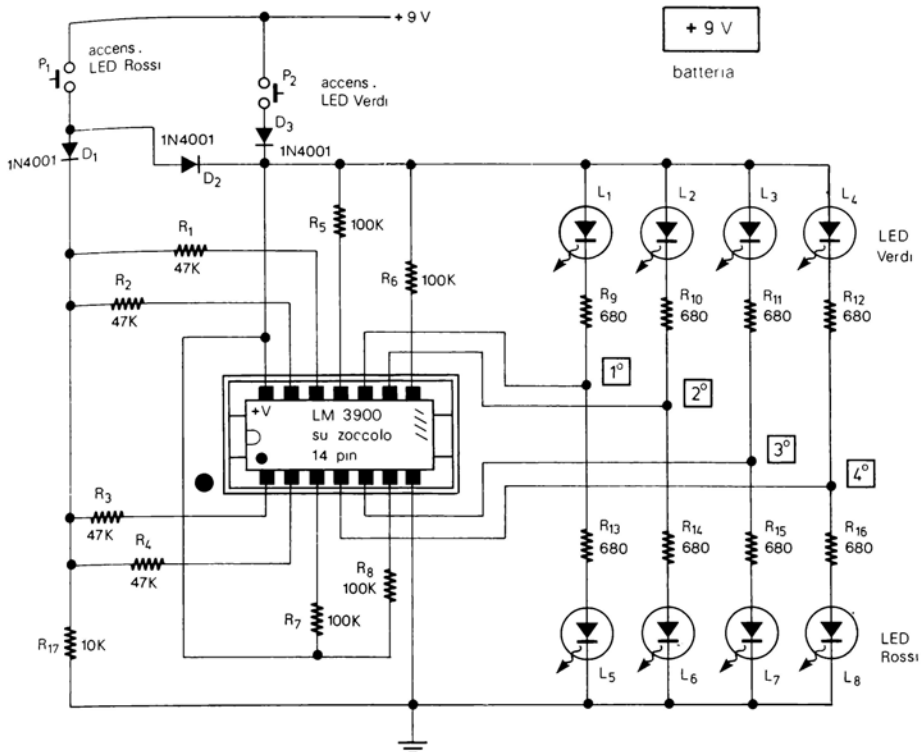



Figura 6-7

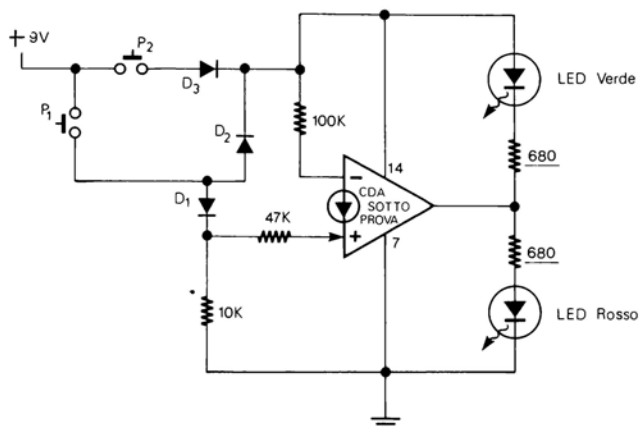



Figura 6-8

Premendo P_2 il circuito è alimentato ed il CDA riceve, attraverso la resistenza da 100 kΩ, una corrente solo all'ingresso –, l'uscita deve, quindi, trovarsi a 0 e se il CDA in prova è buono , il LED verde deve essere acceso. Premendo P_1, oltre ad essere alimentato il circuito attraverso D_2, l'ingresso + del CDA riceve una corrente maggiore dell'ingresso – attraverso la resistenza da 47 kΩ ed il diodo D_1, di conseguenza l'uscita del CDA è alla massima tensione ed il LED rosso è acceso.

L'apparecchio può essere realizzato come in fig. 6-9. L'integrato da provare va inserito su uno zoccolo a 14 piedini; vicino allo zoccolo va disegnato un punto nero che indica il piedino 1, il punto va utilizzato come riferimento per inserire l'integrato nel verso giusto.

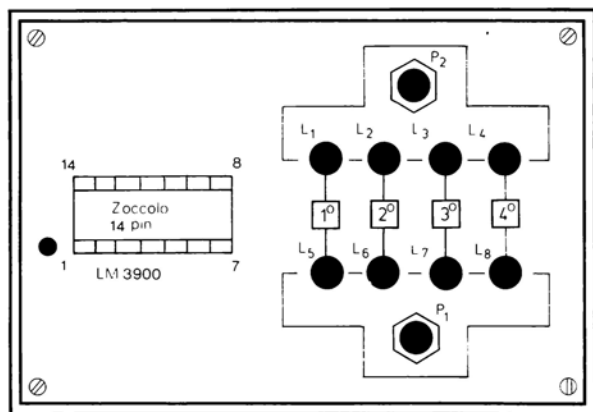



Figura 6-9

Inserito l'integrato la prova va effettuata premendo prima P_2 e verificando l'accensione dei LED verdi, quindi premendo P_1 e verificando l'accensione dei LED rossi. Se premendo P_1 si accende un LED verde o se premendo P_2 si accende un LED rosso o se uno qualsiasi dei LED rimane spento, il CDA corrispondente al LED dovrebbe essere fuori uso. Per controllare che l'apparecchio è stato costruito bene si può inserire nello zoccolo un'integrato buono e premere come indicato i due pulsanti in modo da controllare il funzionamento.

TESTER PER INTEGRATI LM3900 (secondo tipo)

+ 9 V

Questa seconda versione di tester per LM3900 (e per MC3301 e MC3401), prova i CDA in modo dinamico, verificando il loro buon funzionamento come amplificatori. In questo secondo tester i quattro CDA vengono provati uno alla volta.

Il circuito completo del dispositivo è in fig. 6-10 e come si può osservare utilizza sei CDA (occorrono, perciò, due LM3900).

Il funzionamento è esemplificato nello schema blocchi di fig. 6-11. I quattro CDA da provare sono collegati nella configurazione di amplificatori separatori c.c. non in-

+ 9 V
batteria
LM 3900
su zoccolo
14 pin
1 via
4 pos.
0.5 Hz
LED Verdi
LED Rosso

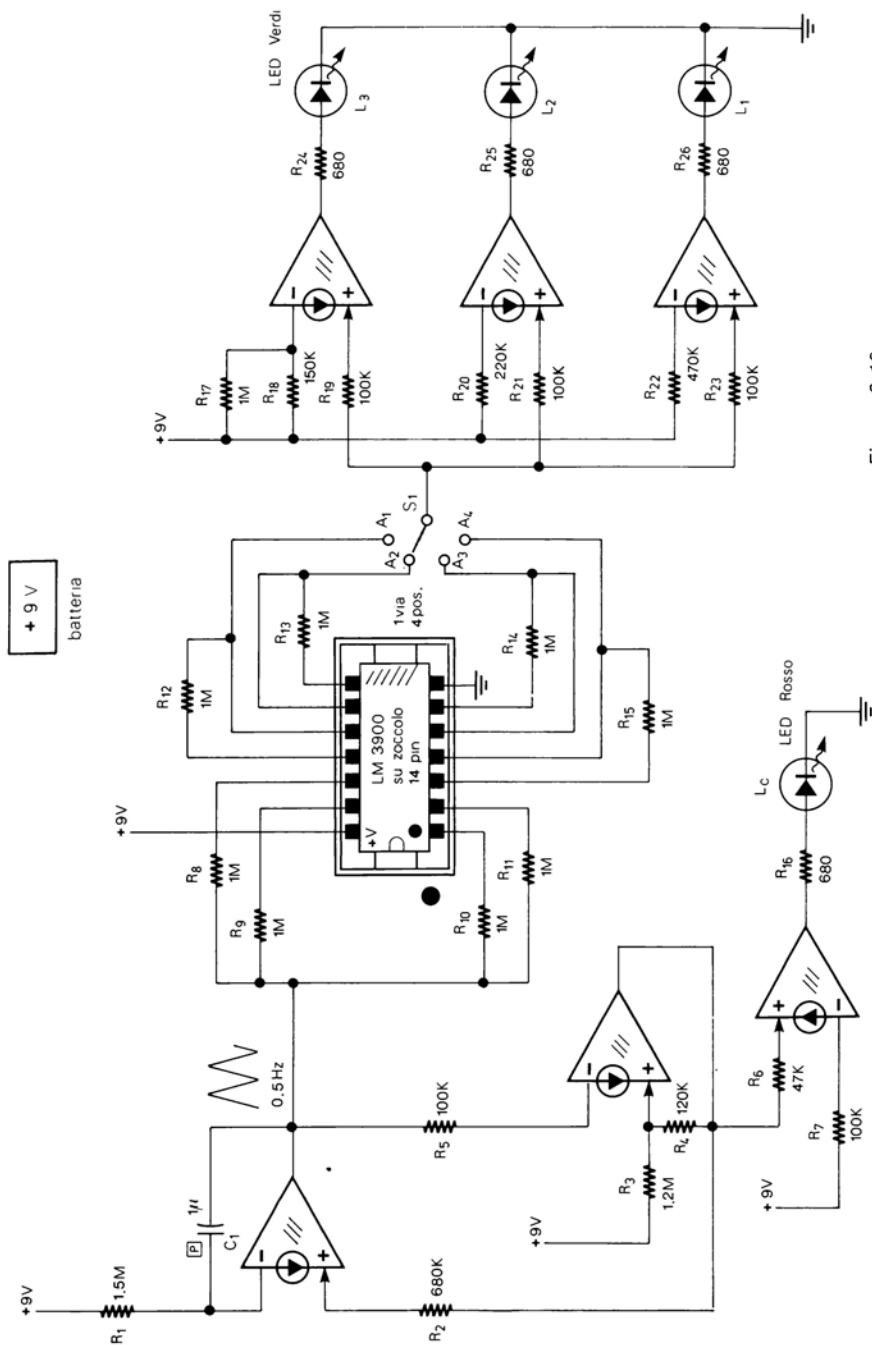



Figura 6-10

vertenti a guadagno unitario (vedere par. 17 capitolo 2). In questa configurazione la tensione di uscita è circa uguale alla tensione di ingresso. Perciò, se all'ingresso viene inviata un'onda triangolare (di 0.5 Hz), tale onda triangolare, SE IL CDA È FUNZIONANTE, dovrebbe ripresentarsi all'uscita. Una fila di tre LED verdi indica accendendosi e spegnendosi in sequenza, se all'uscita del CDA è presente l'onda triangolare.

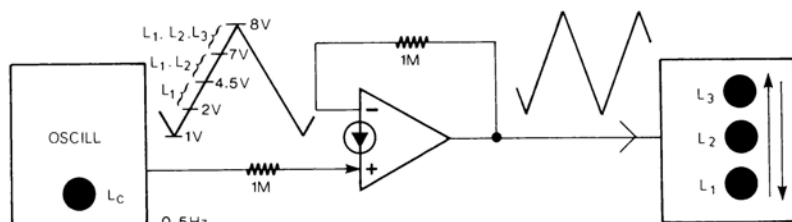



Figura 6-11

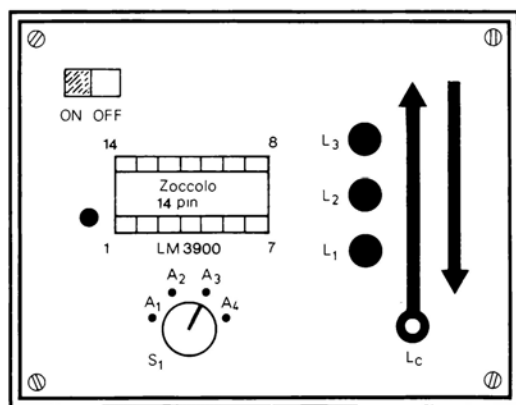



Figura 6-12

L'apparecchio può essere realizzato come in fig. 6-12. Di nuovo per collegare l'integrato da provare viene utilizzato uno zoccolo a 14 piedini ed il piedino 1 viene sempre indicato con un punto nero per inserire l'integrato nel verso giusto.

Dopo avere inserito l'integrato nello zoccolo, si dà l'alimentazione tramite l'interruttore ON/OFF e ruotando il commutatore S_1 (ad 1 via 4 posizioni) si prova un CDA alla volta ($A_1 ... A_4$).

Se il CDA sotto prova è buono, con il LED rosso (L_c) acceso, i LED verdi da spenti devono accendersi progressivamente (prima L_1, poi L_1 ed L_2, infine L_1, L_2 ed L_3); quando il LED rosso si spegne i LED verdi devono spegnersi progressivamente fino ad essere tutti spenti.

OP AMP
+ 18 .
batterie
LED Verdi
μA741
su zoccolo
0.5 Hz
Agli Altri + in
LED Rosso
ecc

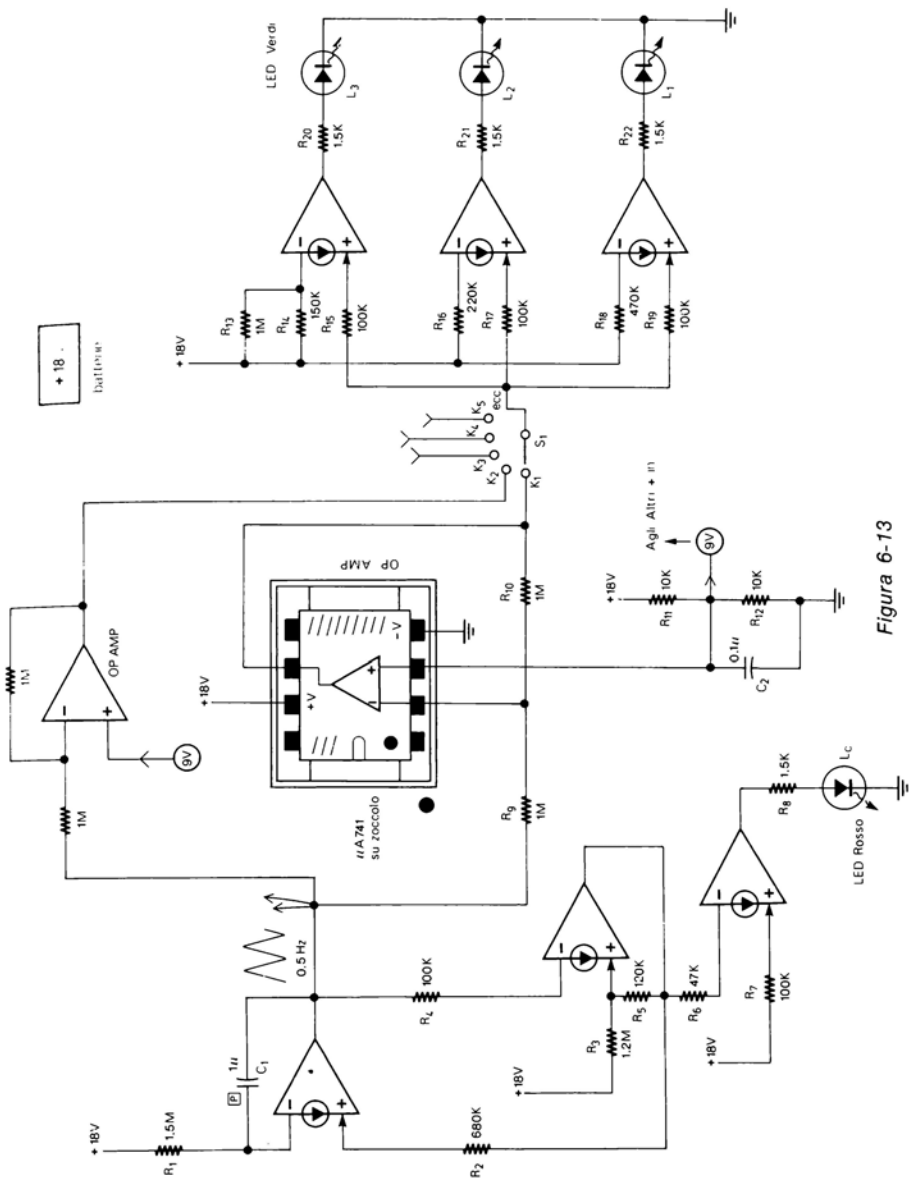



Figura 6-13

In questo circuito è MOLTO importante utilizzare resistenze al 5% poichè un funzionamento errato potrebbe farvi credere che tutti gli integrati che provate sono guasti.

Anche questo apparecchio può essere collaudato inserendo nello zoccolo un'integrato sicuramente buono.

TESTER PER AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

+ 18 V

Sullo stesso principio del tester per LM3900 può essere realizzato un tester per amplificatori operazionali. Il circuito completo è in fig. 6-13; come potete osservare tranne alcune differenze, è praticamente uguale, anche come funzionamento, al circuito di fig. 6-10. Le differenze sono nell'alimentazione che è di 18 V invece che di 9 V e nel CDA che pilota il LED rosso. Gli amplificatori operazionali da provare sono collegati nella configurazione di amplificatori invertenti ma sempre con guadagno unitario.

Poichè a differenza dei CDA gli op amp sono racchiusi in contenitori differenti, che a seconda del tipo possono contenere da uno a quattro op amp, occorre ripetere la parte centrale del circuito di fig. 6-13 (resistenze R_9 ed R_{10}) tante volte quanti sono gli op amp contenuti nei differenti contenitori; inoltre occorre un commutatore (S_1) ad 1 via e con un numero di posizioni pari al numero degli amplificatori.

Quanto detto può essere esemplificato osservando la fig. 6-14 che mostra una delle possibili realizzazioni pratiche del circuito.

L'apparecchio è realizzato in modo da provare op amp singoli, doppi e quadrupli. S_1 è un commutatore a 7 posizioni (vedere anche fig. 6-13). Nella posizione k_1 viene messo sotto prova l'amplificatore operazionale singolo. Come potete notare per l'amplificatore operazionale singolo vengono usati tre differenti tipi di zoccolo in quanto tali dispositivi sono disponibili in differenti tipi di contenitori. Con S_1 nelle posizioni k_2 e k_3 vengono provati integrati che contengono due op amp. Infine, con S_1 nelle posizioni K_4, k_5, k_6, k_7, vengono provati gli integrati che contengono quattro op amp. A questi zoccoli se ne possono aggiungere altri per op amp che hanno differenti configurazioni o che richiedono, per funzionare, di componenti esterni di compensazione (in genere resistenze e condensatori). Per ogni amplificatore aggiunto occorre aumentare il numero delle posizioni del commutatore S_1 usato.

Come si può osservare in fig. 6-13 i piedini degli zoccoli corrispondenti +V vanno collegati ai 18 V, tutti i piedini corrispondenti a −V vanno collegati a massa e tutti i piedini corrispondenti agli ingressi+ degli op amp vanno al partitore formato da R_{11} ed R_{12} (tensione di 9 V), mentre i restanti piedini di tutti gli op amp vanno collegati insieme a resistenze da 1 MΩ, nel modo indicato per l'IC 741 raffigurato sempre in fig. 6-13.

In fig. 6-15 si possono osservare (viste da sopra) le configurazioni di alcuni degli integrati che è possibile provare con il tester, come potete notare la figura comprende op amp bipolari ed anche op amp in tecnologia BiFET e BiMOS. Per la configurazione dei piedini di altri op amp potete consultare i Data Books delle Ditte costruttrici.

Le prove degli integrati vanno effettuate nello stesso modo indicato per il secondo

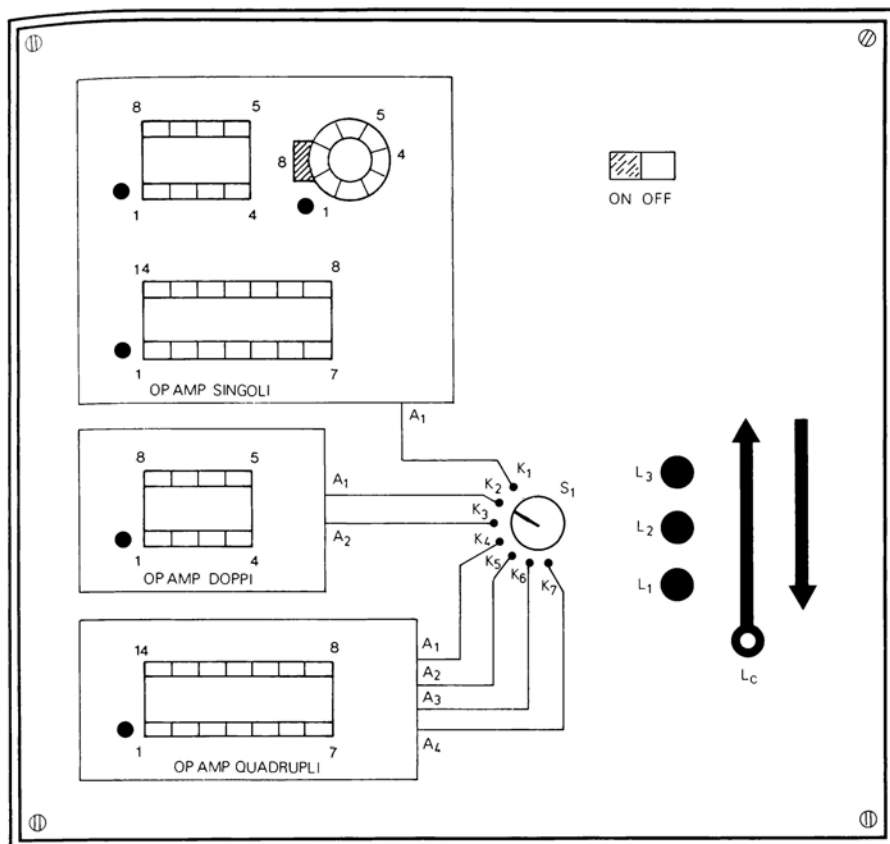



Figura 6-14

tester per LM3900 spiegato in precedenza.

Negli zoccoli va inserito e provato un'integrato alla volta.

Il buon funzionamento dell'apparecchio può essere verificato inserendo e provando op amp sicuramente buoni.

Nella realizzazione pratica non dimenticate di disegnare vicino agli zoccoli un puntino in prossimità dei piedini 1.

GENERATORE DI ONDE QUADRE

+ 4/36 V

Il generatore di onde quadre di fig. 6-16 fornisce frequenze comprese tra 1 Hz e 5 kHz, in quattro portate. La frequenza è regolabile con il potenziometro R_2, la portata, invece, viene scelta con il commutatore ad 1 via 4 posizioni (S_1). Il generatore è basato sul circuito di principio spiegato al par. 31 del capitolo 2. L'ampiezza delle onde

+V
6
5
7
4
8
3
1
2
33pF
(LM301)
-V
LF 356 Bifet
LM 301
μA 741
CA 3140 Bimos

+V
8
7
6
5
33pF
(LM 301)
MC 1456
LF 356
LM 301
μA 741
CA 3140
1
2
3
4
-V

+V
14
13
12
11
10
9
8
μA 741
LM 301
1
2
3
4
5
6
7
33pF
(LM301)
-V

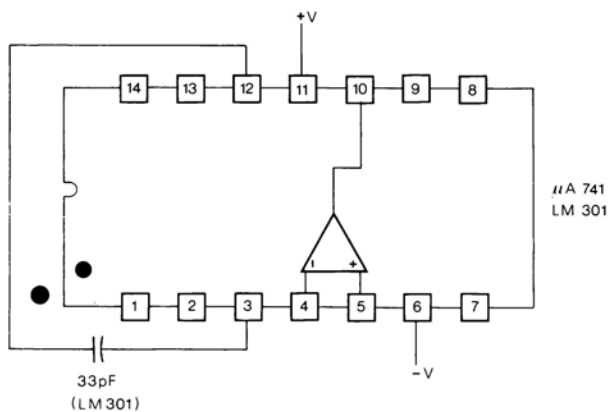
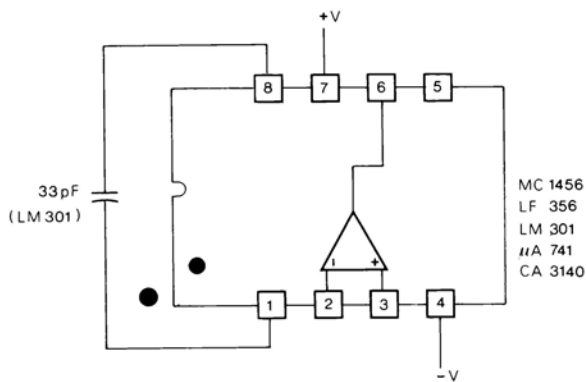
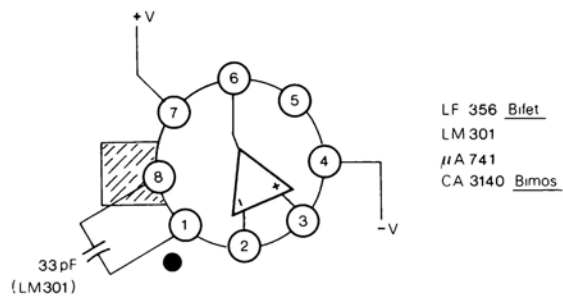
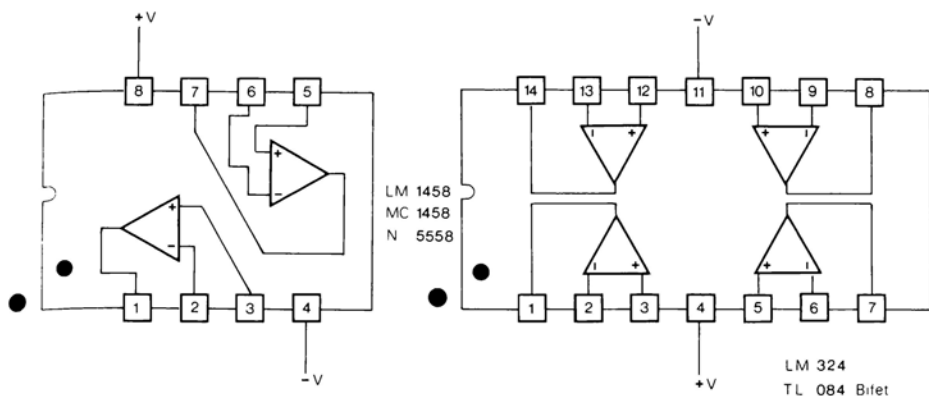



Figura 6-15

Figura 6-15

quadre di uscita è uguale alla tensione di alimentazione meno circa 1 V. Nella tabella 6-1 sono indicati i valori di C_1, C_2, C_3 e C_4 e le relative frequenze di uscita. Il condensatore C_4 è elettrolitico con una tensione di lavoro di 50 V. Se si usa una tensione di alimentazione molto più bassa di 36 V può essere usato un condensatore con tensione di lavoro ridotta in proporzione.

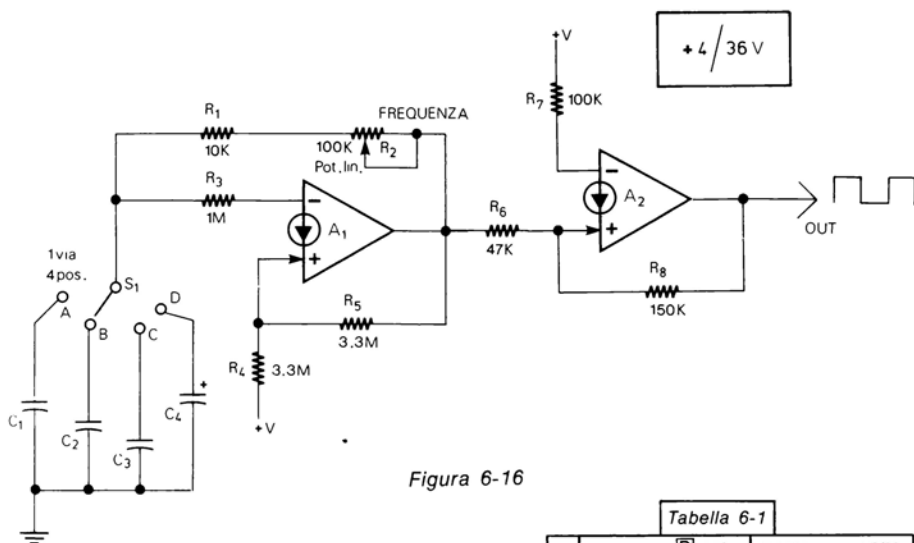



Figura 6-16

Tabella 6-1

A	C_1 0.01µ P 5%	800Hz → 5KHz
B	C_2 0.1 µ P 5%	100Hz → 800Hz
C	C_3 1 µ P 5%	10Hz → 100Hz
D	C_4 4.7 µ 50V	1Hz → 10Hz

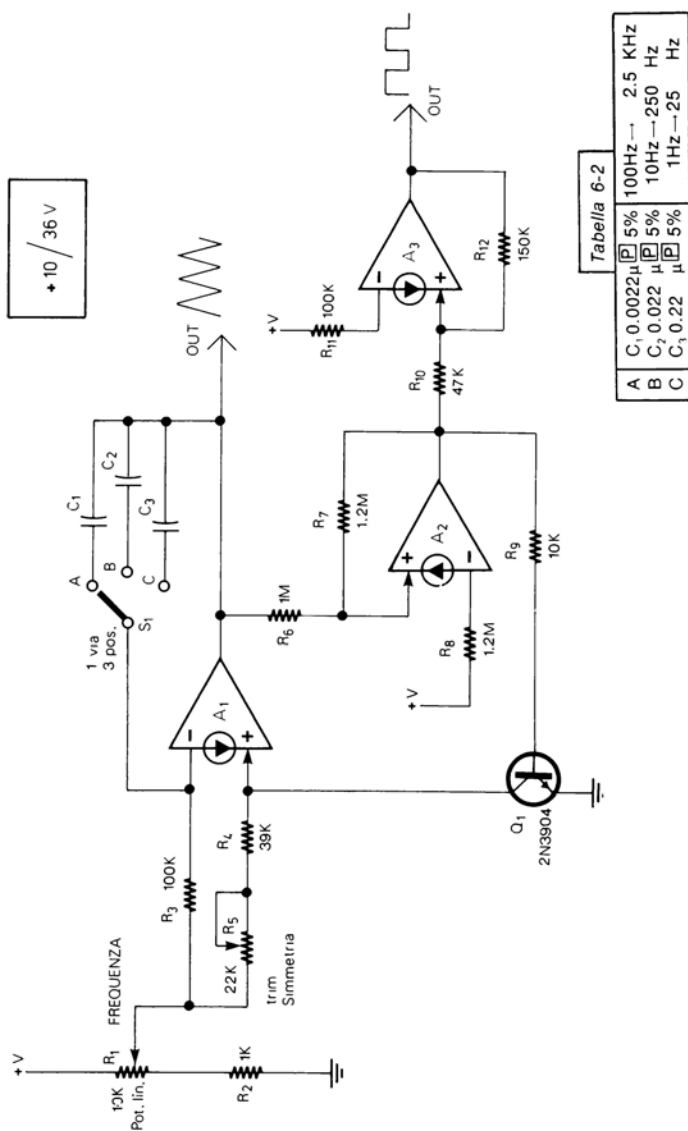



Tabella 6-2

A	C_1 0.0022μ P 5%	100Hz → 2.5 KHz
B	C_2 0.022 μ P 5%	10Hz → 250 Hz
C	C_3 0.22 μ P 5%	1Hz → 25 Hz

Figura 6-17

GENERATORE DI ONDE QUADRE E TRIANGOLARI

+ 10/36 V

Questo secondo generatore (fig. 6-17) fornisce soprattutto onde triangolari ed anche onde quadre con frequenza compresa tra 1 Hz e 2.5 kHz, in tre portate. Il generatore è basato sul circuito di principio spiegato al par. 45 del capitolo 2. La frequenza può essere regolata tramite il potenziometro R_1 ed il commutatore di portata S_1 (ad 1 via 3 posizioni). Nella tabella 6-2 sono indicati i valori di C_1, C_2, C_3 e le relative frequenze (misurate con alimentazione di 12 V). L'ampiezza dell'onda quadra è uguale alla tensione di alimentazione meno circa 1 V, l'ampiezza dell'onda triangolare, invece, è pari a circa l'80% di +V (circa 16 Vpp con alimentazione di 20 V). Il trimmer R_5 regola la simmetria dell'onda triangolare; tale trimmer può essere regolato osservando la simmetria dell'onda stessa sull'oscilloscopio.

Nella taratura tenete presente che ruotando il trimmer R_5, oltre alla simmetria si modifica in parte anche la frequenza.

GENERATORE DI ONDE SINUSOIDALI

+ 5/20 V

Il terzo generatore fornisce onde sinusoidali di discreta qualità con frequenza compresa tra 1 Hz e 6 kHz in sette portate. Il generatore (che utilizza un solo CDA) è

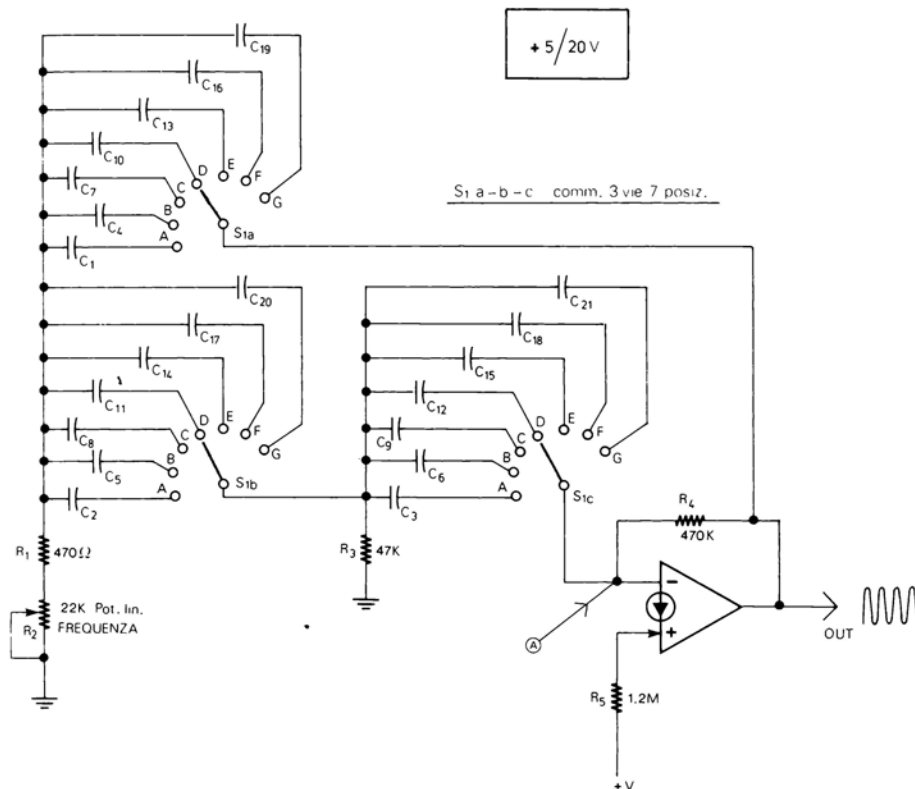



Figura 6-18

basato sul circuito di principio spiegato al par. 38 del capitolo 2. La frequenza può essere regolata tramite il potenziometro R_2 ed il commutatore di portata S_1 (a 3 vie 7 posizioni).

Nella tabella 6-3 sono indicate anche per questo circuito i valori dei condensatori e le relative frequenze. L'ampiezza del segnale di uscita è pari a circa l'80% di +V.

Nella portata più alta (G) per ottenere una frequenza di uscita, occorre regolare R_2 nella zona centrale perchè se è regolato alle estremità l'oscillatore può non funzionare.

Tabella 6-3

A	$C_1 C_2 C_3$ 3.3μ	P 5%	1 Hz → 5 Hz
B	$C_4 C_5 C_6$ 0.47μ	P 5%	5 Hz → 32 Hz
C	$C_7 C_8 C_9$ 0.1μ	P 5%	30 Hz → 150 Hz
D	$C_{10} C_{11} C_{12}$ 0.022μ	P 5%	120 Hz → 700 Hz
E	$C_{13} C_{14} C_{15}$ 0.0047μ	P 5%	600 Hz → 2.2KHz
F	$C_{16} C_{17} C_{18}$ 0.0015μ	P 5%	1.8KHz → 4 KHz
G	$C_{19} C_{20} C_{21}$ 820pF	P 5%	3.5KHz → 6 KHz

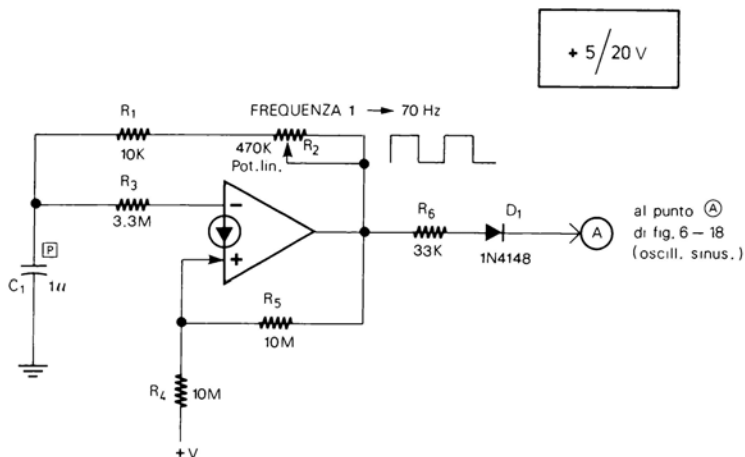



Figura 6-19

OSCILLATORE BURST

+ 5/20 V

Con l'aggiunta del circuito di fig. 6-19 il generatore di onde sinusoidali, si cui si è parlato precedentemente (fig. 6-18), può essere trasformato in un oscillatore Burst. La modifica è costituita da un'oscillatore ad onda quadra (fig. 6-19) con frequenza regolabile tramite il potenziometro da 470 kΩ (R_2) tra 1 Hz e 70 Hz. L'uscita dell'oscillatore ad onda quadra di fig. 6-19 va collegata tramite R_6 e D_1 al punto A del generatore di onde sinusoidali di fig. 6-18, come visibile nello schema a blocchi di fig. 6-20 che mostra anche il funzionamento dell'insieme. Quando all'uscita del generatore ad onda quadra è presente la semionda positiva (uscita alla massima tensione) l'oscillatore sinusoidale è bloccato. Quando all'uscita del generatore ad onda quadra è, invece, presente la semionda negativa (uscita a 0) l'oscillatore sinusoidale è in funzione.

Il risultato è visibile nella stessa fig. 6-20; l'onda sinusoidale, in pratica, si accende e si spegne alla frequenza dell'oscillatore di controllo. Naturalmente la frequenza dell'onda sinusoidale deve essere superiore a quella dell'onda quadra di controllo.

Il circuito può essere utilizzato nella prova di amplificatori e di altri apparecchi audio.

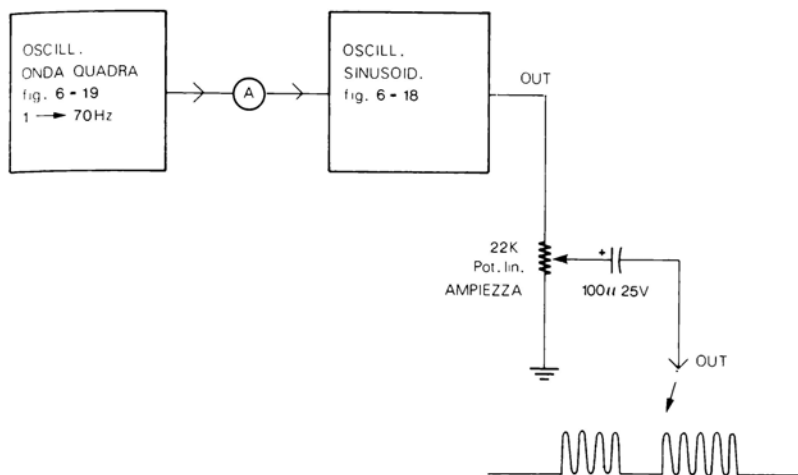



Figura 6-20

CLIP LOGICA TTL

+ 5 V

Una Clip logica consente di tenere sotto controllo tutti i piedini di un'integrato TTL. Se la Clip viene, per esempio, collegata ad un decade di conteggio che riceve impulsi a bassa frequenza, si potranno vedere i LED corrispondenti alle uscite, accendersi e spegnersi secondo la successione di conteggio binaria. Il circuito completo della Clip è in fig. 6-21.

La parte fondamentale dell'apparecchio è, appunto, la Clip simboleggiata al centro del circuito che è costituita da una di quelle pinze costruite da varie Ditte (C.S.C., AP, ecc.) che possono essere collegate (o «pinzate») ad un'integrato saldato su un circuito stampato ed in funzione.

Tramite dei contatti che toccano ciascun piedino dell'integrato, il collegamento con il piedino stesso è riportato al di sopra della Clip. In pratica la Clip consente di collegare rapidamente e contemporaneamente sedici puntali ai sedici piedini di un'integrato.

A ciascun contatto è collegato un comparatore con tensione di soglia di circa 2 V e all'uscita di ogni comparatore è collegato un LED. Quest'ultimo quando è acceso indica che il piedino corrispondente è a «1», quando è spento indica che lo stesso piedino si trova a «0», questo senza disturbare il funzionamento dell'integrato sotto prova.

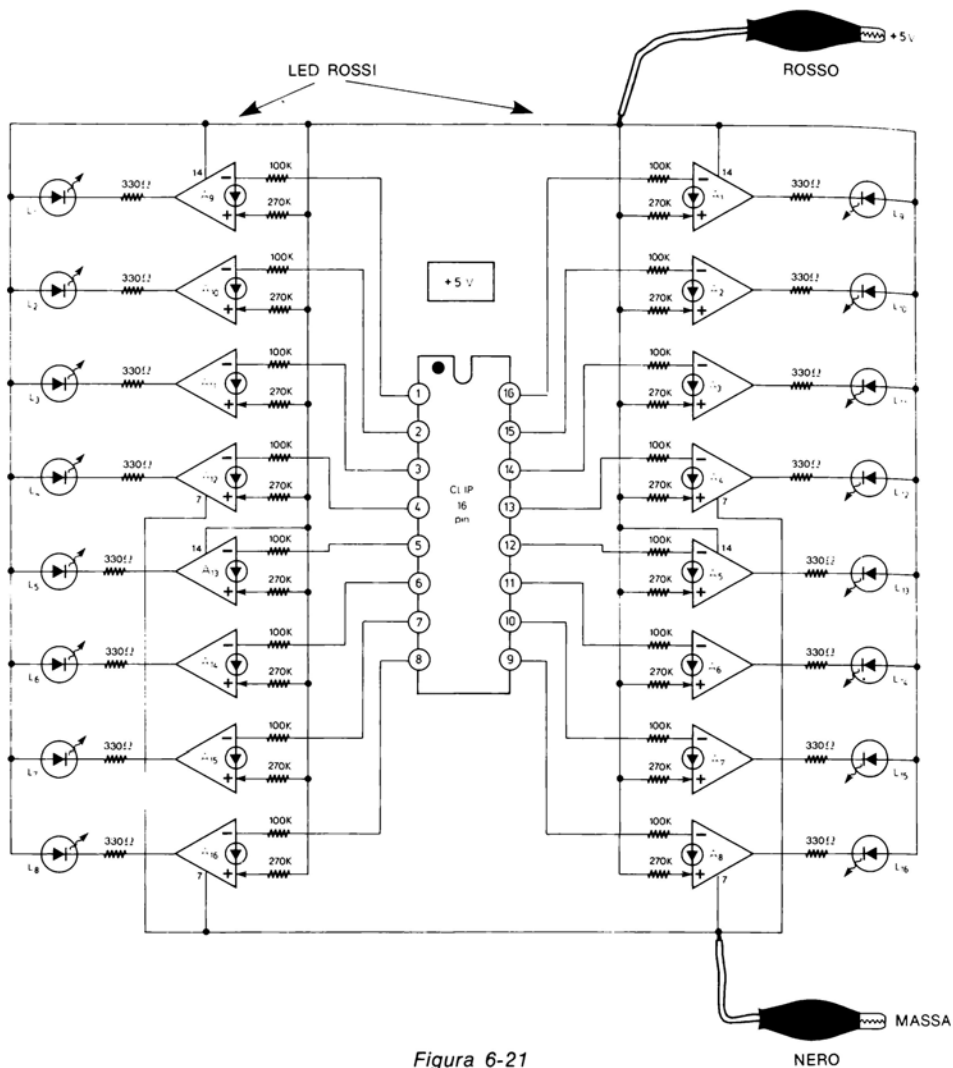



Figura 6-21

Esistono vari tipi di Clip; per questo apparecchio ne occorre una a sedici contatti.

Per realizzare la Clip occorrono quattro LM3900 che contengono in tutto 16 CDA, i quali costituiscono i comparatori (uno per ogni piedino) che fanno accendere e spegnere i 16 LED indicatori.

L'alimentazione di tutto il circuito fa capo a due pinzette a coccodrillo, una per la massa ed una rossa per i +5 V.

Nel realizzare il circuito fate attenzione a non invertire gli ingressi dei CDA o a collegare le resistenze da 100 kΩ al posto di quelle da 270 kΩ. L'apparecchio può essere realizzato come visibile in fig. 6-22. Ciascun LED è montato in corrispondenza del piedino che rappresenta. Per utilizzare la Clip logica si devono collegare i due coccodrilli nero e rosso, rispettivamente alla massa e alla tensione di alimentazione (+5 V) del circuito TTL sotto prova. Quindi con la Clip stessa si «pinza» l'integrato che interessa per verificarne lo stato logico. Naturalmente la Clip può essere utilizzata anche per controllare integrati logici TTL che hanno meno di 16 pin, tenendo presente che i LED non collegati a piedini rimarranno sempre spenti.

Da prova effettuata la Clip risulta funzionare bene con frequenze anche fino a circa 100 kHz.

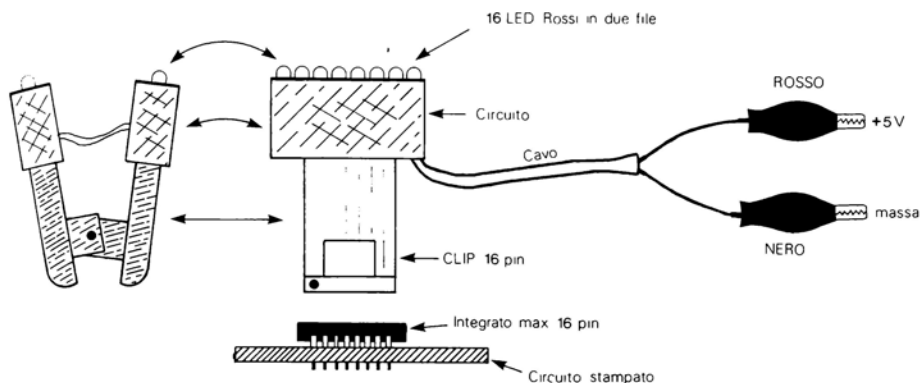



Figura 6-22

TERMOSTATO PER CRISTALLI

+ 10/15 V

La precisione dei cristalli di quarzo, utilizzati come campioni di frequenza in alcuni strumenti di misura, può essere notevolmente aumentata, se con un termostato si mantiene costante la temperatura esterna del cristallo stesso.

Il circuito (fig. 6-23) è costituito da un darlington di potenza (Q_1) che viene utilizzato come elemento riscaldante, da un termistore (TH_1) che è utilizzato come sensore della temperatura e da alcuni altri componenti.

Il circuito funziona in modo che, se la temperatura scende al di sotto del valore stabilito Q_1 viene attivato e si riscalda di quel tanto che basta per ritornare alla temperatura necessaria; giunto, infatti, a tale temperatura Q_1 viene disattivato. Il termostato è elettricamente indipendente dall'apparecchio che contiene il cristallo.

L'unico contatto dell'apparecchio che il termostato avviene con il cristallo stesso ed è di tipo termico.

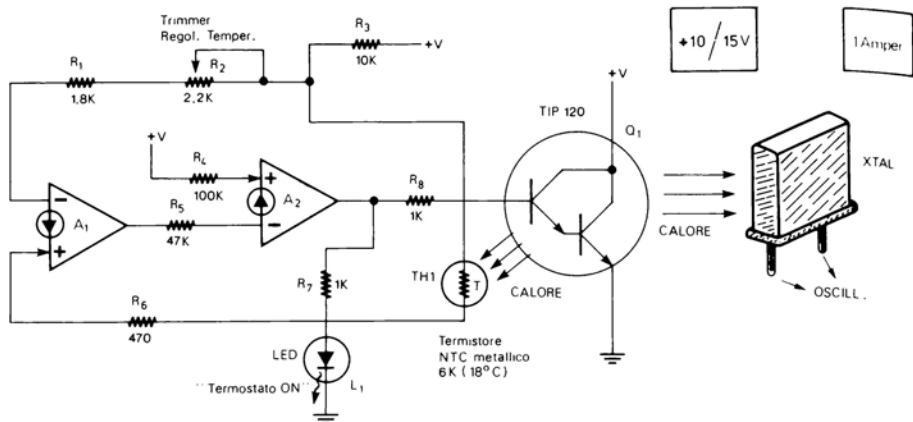



Figura 6-23

Per ottenere la termostabilizzazione, infatti, il transistore e la NTC vanno legati al cristallo nel modo indicato in fig. 6-24. Il termistore NTC di 6 kΩ deve essere di tipo con contenitore metallico con vite. Per alimentare il termostato occorre un'alimentatore separato in grado di fornire una tensione di 10/15 V ed almeno 1 A; tale alimentatore deve essere semplicemente composto da trasformatore, raddrizzatore e condensatore di filtro e deve essere senza protezione anticortocircuito, questo per evitare che l'alimentazione si stacchi ogni volta che Q_1 viene messo in funzione.

La temperatura può essere stabilita tramite R_2 tra 40° e 70°C, tuttavia in pratica è preferibile stabilire una temperatura di 50°-60°.

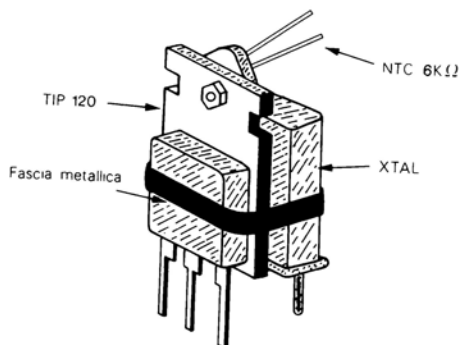



Figura 6-24

Nell'uso pratico, quando viene data alimentazione al termostato occorre aspettare circa dieci minuti in modo che la temperatura si stabilizzi al valore di lavoro.
Il LED rosso (L_1) si accende quando l'elemento riscaldante (Q_1) è in funzione.

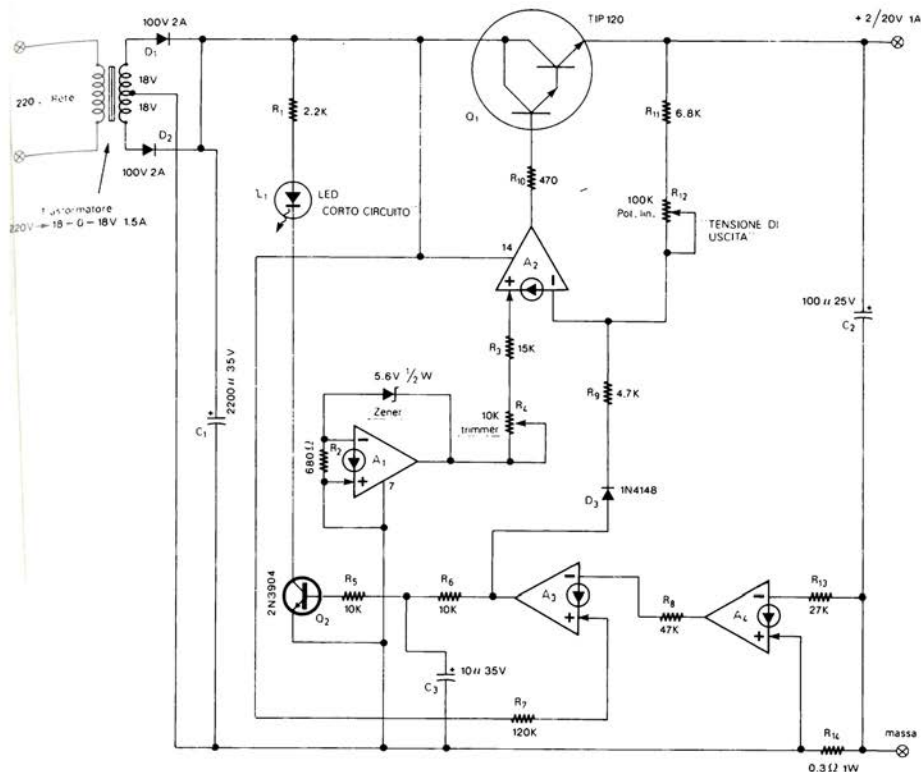



Figura 6-25

ALIMENTATORE 2-20 V 1A

L'alimentatore di fig. 6-25, che ripete in parte uno schema classico, è costituito da una tensione di riferimento (A_1), dal transistore di regolazione serie (darlington Q_1), da un comparatore (A_2) e da un circuito di protezione contro i sovraccarichi e cortocircuiti (A_3, A_4).

Poichè il circuito utilizza dei CDA, il comparatore (A_2) che confronta la tensione di riferimento con la tensione di uscita, è un comparatore di correnti e non di tensioni come avviene negli alimentatori che utilizzano op amp.

Per altre informazioni sugli alimentatori con CDA si possono consultare i par. 50, 51, 52, 53 del capitolo 2. I comparatori, invece, sono al par. 56 ed il rivelatore di corrente usato nel circuito di protezione è spiegato al par. 59 sempre del capitolo 2.

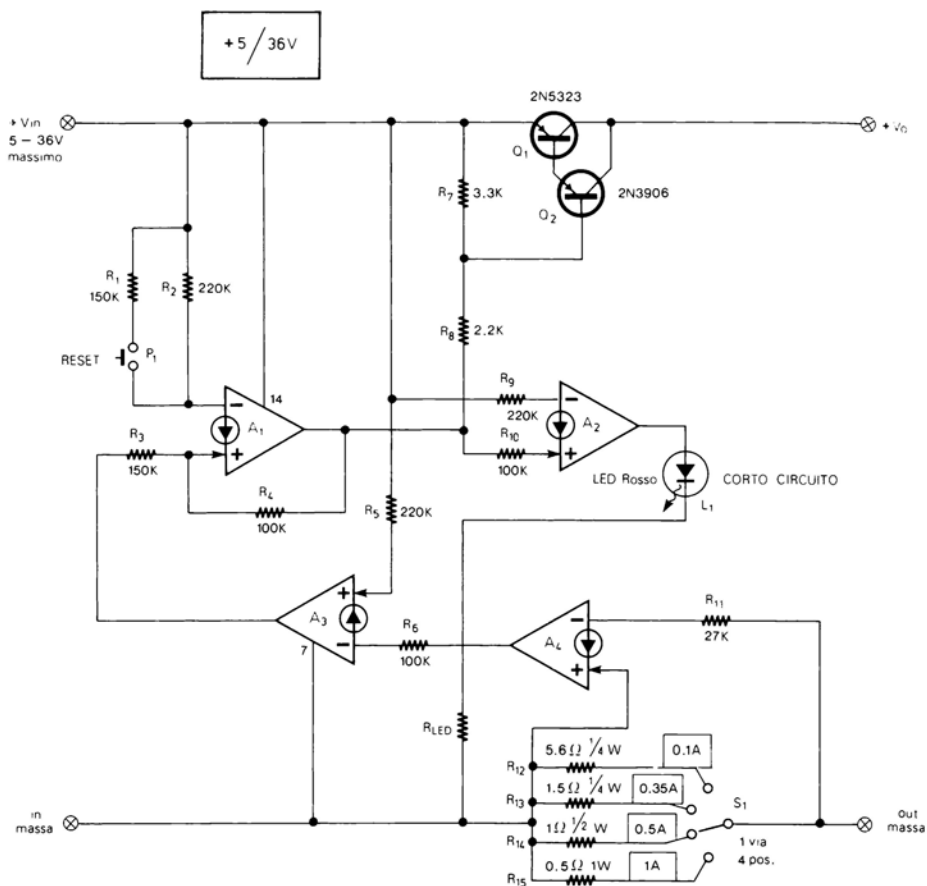



Figura 6-26

Tabella 6-4	
Con + Vin	RLED
5– 9 V	680 Ω
9–18 V	1200 Ω
18–36 V	2700 Ω

Il LED rosso si accende quando in uscita è presente una condizione di sovraccarico o di cortocircuito.

L'unica taratura è quella del trimmer R_4 e va effettuata nel modo seguente: il potenziometro R_{12} va ruotato in modo da ottenere in uscita la massima tensione

possibile, tensione che può essere maggiore o minore di 20 V, quindi R_4 va regolato in modo che la tensione di uscita sia esattamente di 20 V.

FUSIBILE ELETTRONICO

+ 5/36 V

Il fusibile elettronico (fig. 6-26) va posto tra una tensione di alimentazione ed un carico. Se la corrente che scorre attraverso il fusibile supera il valore prestabilito, il fusibile stesso interrompe il flusso di corrente finchè non si preme il pulsante «RESET».

La tensione di ingresso ($+V_{in}$) può essere compresa tra 5 e 36 V. La corrente massima può essere selezionata tra quattro valori (0.1A, 0.35A, 0.5A, 1A) tramite il commutatore S_1 che cambia la resistenza del rivelatore di corrente. Le quattro resistenze (R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}) devono essere al 5%. Il LED rosso si accende quando il fusibile è azionato da un sovraccarico o un cortocircuito, e rimane acceso fino alla pressione del pulsante «RESET». Nella tabella 6-4 sono indicate le resistenze limitatrici di corrente (R_{LED}) da utilizzare a seconda della tensione di ingresso. Se il fusibile elettronico è utilizzato con tensioni sempre diverse, il LED può essere tolto oppure può essere lasciata sempre la resistenza da 2.7 kΩ.

La tensione di ingresso va collegata tra «$+V_{in}$» e «in massa», il carico, invece, va collegato tra «$+V_o$» e «out massa».

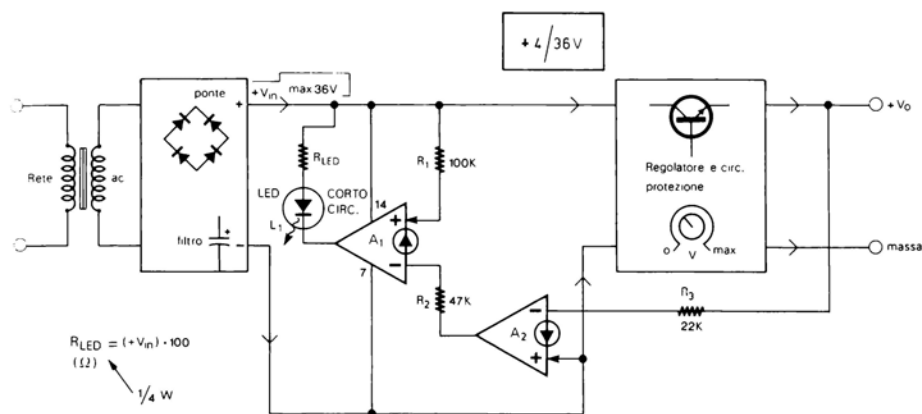



Figura 6-27

INDICATORE DI CORTOCIRCUITO PER ALIMENTATORI

+ 4/36 V

Questo indicatore di cortocircuito può essere aggiunto a quegli alimentatori che ne siano sprovvisti.

La figura 6-27 mostra l'indicatore di cortocircuito inserito in un tipico alimentatore che viene rappresentato a blocchi. Il LED si accende quando la tensione di uscita dell'alimentatore ($+V_o$) scende al di sotto di 0.5 V a causa, appunto di un cortocircuito. Se con l'uscita in cortocircuito la tensione $+V_o$ rimane anche di poco superiore a 0.5 V, il circuito può essere modificato inserendo tra $+V_o$ ed R_3 un partitore resistivo.

Il circuito, che va inserito tra il condensatore di filtro e la parte regolatrice dell'alimentatore, funziona con una tensione massima di 36 V.

La resistenza R_{LED} va calcolata con la seguente formula:

$$R_{LED}\,(\Omega) = (+V_{in}) \cdot 100 \qquad (6\text{-}1)$$

dove $+V_{in}$ è la tensione che alimenta il circuito; la resistenza deve essere di 1/4 o 1/2 W.

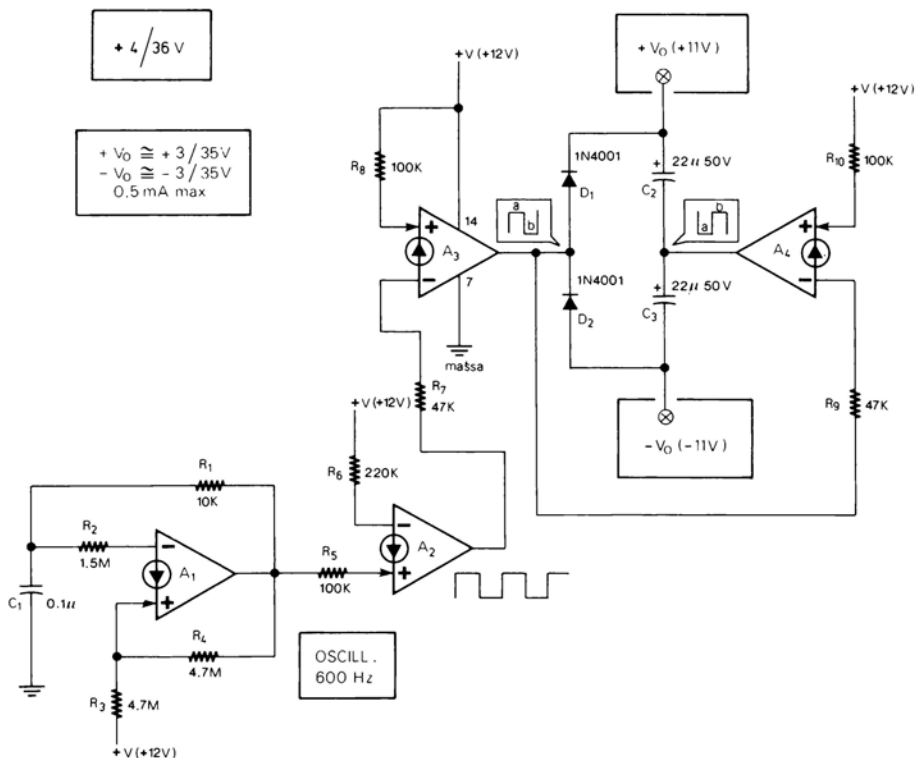



Figura 6-28

DUPLICATORE DI TENSIONE

+ 4/36 V

Questo duplicatore di tensione (fig. 6-28), a partire da un tensione di alimentazione singola di + 4/36 V, fornisce due tensioni, una positiva ed una negativa di +3/35 V ($+V_o$) e di -3/35 V ($-V_o$); le due tensioni sono, quindi, uguali alla tensione di alimentazione meno circa 1 V.

In fig. 6-28 sono forniti tra parentesi alcuni valori di esempio. Con alimentazione di + 12 V le due tensioni di uscita ($+V_o$ e $-V_o$) sono di circa +11 V e −11 V, naturalmente riferite a massa. Le tensioni sono misurate senza carico. La corrente massima di uscita a piena tensione è di circa 0.5 mA.

AMPLIFICATORE UNIVERSALE C.A. NON INVERTENTE

+ 4/36 V

L'amplificatore non invertente di fig. 6-29 può essere utilizzato come amplificatore generico di laboratorio, utile per aumentare l'ampiezza di segnali prima di inviarli ad altri strumenti.

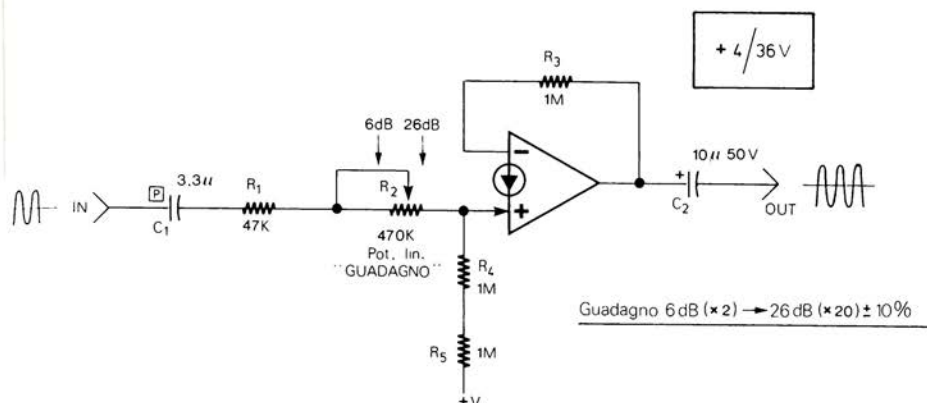



Figura 6-29

L'amplificazione può essere regolata con il potenziometro R_2 tra 6 dB (×2) e 26 dB (×20).

L'ampiezza massima del segnale di uscita è uguale alla tensione di alimentazione (+V) meno circa 2 V. La massima frequenza di funzionamento dipende dall'ampiezza del segnale di ingresso e può essere anche di 25 kHz.

La tensione di alimentazione deve essere ben stabilizzata e filtrata; in alternativa si può realizzare con R_4 ed R_5 il circuito riduttore del residuo c.a. di fig. 2-8 (par. 6 capitolo 2).

AMPLIFICATORE UNIVERSALE C.A. INVERTENTE

+ 4/36 V

Questo secondo amplificatore da laboratorio (fig. 6-30) è simile a quello di fig. 6-29 con la differenza che è di tipo invertente e che l'amplificazione non viene regolata

con un potenziometro ma scelta tra cinque valori cambiando la resistenza di ingresso tramite il commutatore S_1.

A seconda della posizione di S_1 l'amplificazione può essere di circa 0 dB (×1), 9.5 dB (×3), 20 dB (×10), 30 dB (×30) e 40 dB (×100); utilizzando altre resistenze possono essere ottenuti altri valori di amplificazione.

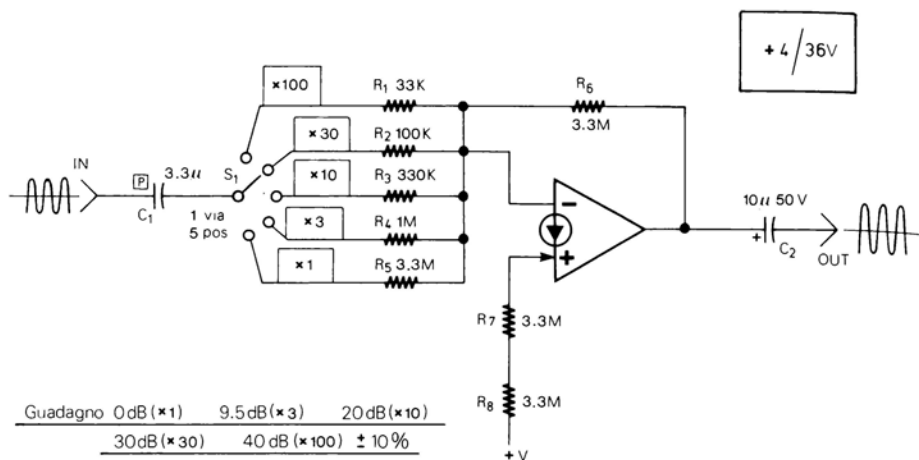



Figura 6-30

L'ampiezza massima del segnale di uscita è anche in questo caso uguale alla tensione di alimentazione meno circa 2 V.

Anche questo amplificatore richiede una tensione di alimentazione ben stabilizzata e filtrata o l'uso del circuito riduttore del residuo c.a. di fig. 2-8 realizzato con R_7 ed R_8.

SWEEP LENTO PER OSCILLOSCOPIO

+ 18 V

Se la base dei tempi del vostro oscilloscopio non dispone di velocità molto lente, si può utilizzare il generatore di fig. 6-31 che permette di aggiungere una velocità regolabile tra 50 ms per divisione e 1 s per divisione (con oscilloscopio che dispone di dieci divisioni orizzontali).

Il circuito (fig. 6-31) è sostanzialmente un generatore di onde a dente di sega la cui durata è regolabile con il potenziometro R_5 da 0.5 s a 10 s.

Il generatore va collegato all'ingresso «X» dell'oscilloscopio con la base dei tempi regolata su «EXT».

Con R_5 regolato per la massima velocità il potenziometro R_9 va ruotato in modo che la traccia occupi le dieci divisioni orizzontali dello schermo. Se la traccia non è al centro la si può centrare utilizzando il comando «X position» dell'oscilloscopio.

La possibilità di regolare tramite R_9 l'ampiezza del dente di sega consente di utiliz-

zare l'apparecchio con oscilloscopi che hanno differenti sensibilità dell'ingresso «X» (da 100 mV/div a 1 V/div).

Il circuito va alimentato con due batterie da 9 V in serie. Tenete presente che quando diminuisce la tensione di alimentazione, diminuisce anche l'ampiezza del dente di sega, per cui può essere necessario ritoccare R_9.

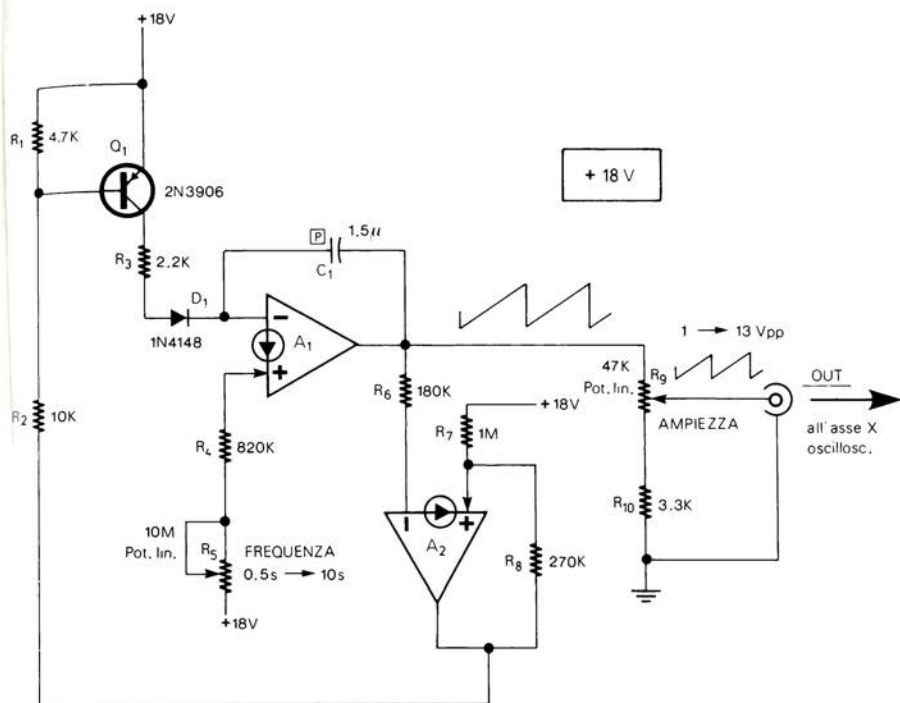



Figura 6-31

CALIBRATORE PER OSCILLOSCOPIO

+ 15/30 V

In alcuni oscilloscopi più economici, la precisione può variare col tempo. Può essere utile, quindi, aggiungere all'oscilloscopio un calibratore che consenta di ritoccare la taratura quando se ne presenta la necessità.

Nel calibratore (fig. 6-32) la tensione di alimentazione viene stabilizzata da un regolatore a tre terminali tipo 78L12 (per la configurazione vedere il capitolo 3) che consente di usare per l'alimentazione tensioni da 15 a 30 V.

Il calibratore fornisce in uscita un'onda quadra quasi simmetrica con frequenza di 1 kHz ed ampiezza di 1 V_{pp}.

Collegando all'uscita un frequenzimetro digitale ed un'oscilloscopio già calibrato, la frequenza può essere regolata ad 1 kHz con il trimmer R_2 e l'ampiezza ad 1 V_{pp} con il trimmer R_9.

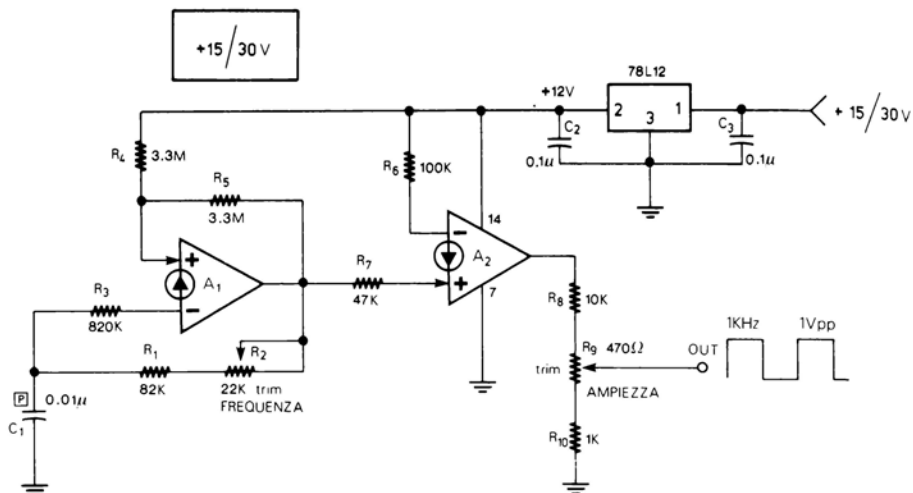



Figura 6-32

INIETTORE DI SEGNALI

+ 4.5 V

Il circuito di fig. 6-33 è il classico iniettore di segnali utile per la ricerca dei guasti nei ricevitori radio ed in altri apparecchi.

Il circuito fornisce in uscita un'onda quadra della frequenza di circa 1 kHz e dell'ampiezza di 1 V_{pp}.

L'iniettore può essere realizzato in pratica a forma di sonda come visibile in fig. 6-34.

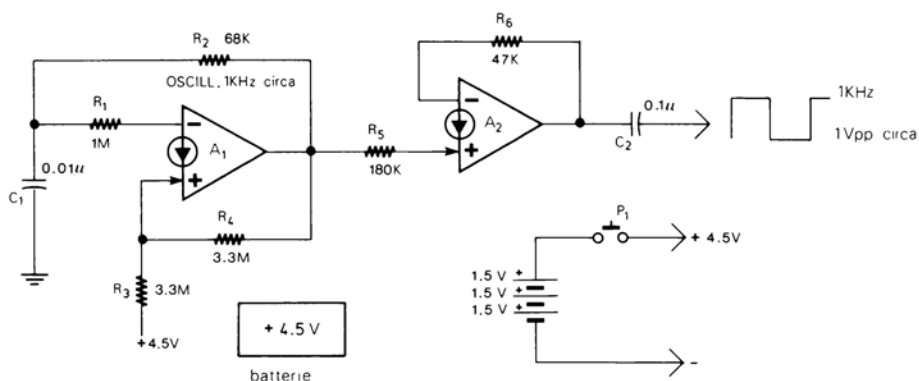



Figura 6-33

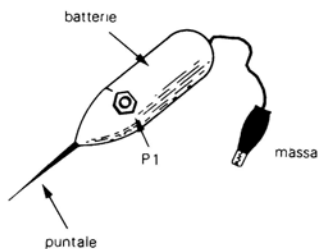
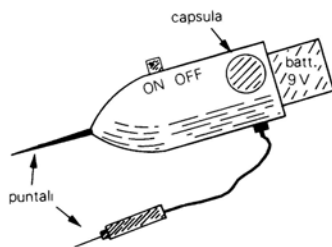



Figura 6-34 *Figura 6-36*

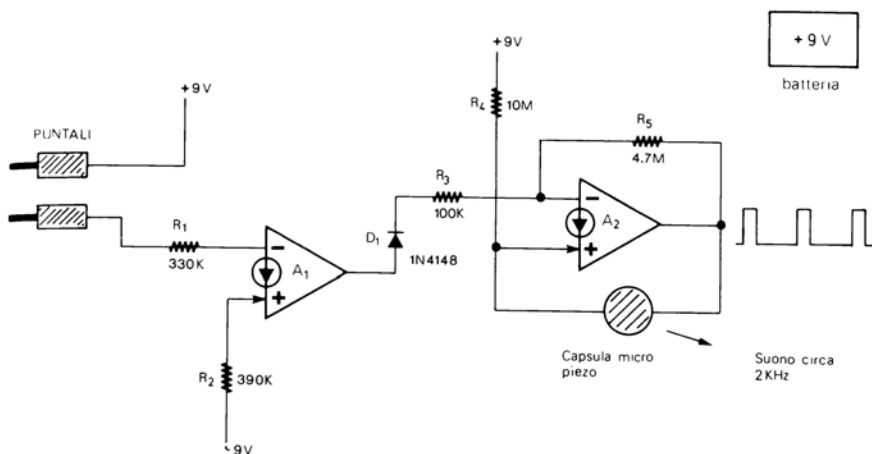



Figura 6-35

PROVA CONTINUITÀ

Anche questo circuito di prova continuità (fig. 6-35) è un circuito classico con, però, alcune cose interessanti come l'ingresso ad alta impedenza (330 kΩ) ed il circuito avvisatore sonoro molto semplice che utilizza come trasduttore una piccola capsula microfonica piezoelettrica (questo utile circuito è esposto più ampiamente nel capitolo 7 fig. 7-33 e fig. 7-34).

Anche questo prova continuità può essere realizzato a forma di sonda come visibile in fig. 6-36.

CAPITOLO 7

CONTROLLI, TELECOMANDI AUTOMATISMI E CIRCUITI LOGICI

Questo capitolo si occupa di vari circuiti di controllo, di telecomando, di automatismo e di circuiti logici. Tra l'altro il capitolo contiene un telecomando luminoso, dei controlli del livello dell'acqua, controlli al tocco, telecomandi su filo, allarmi di tensione, luce o temperatura troppo bassa o troppo alta, un'oscillatore audio semplificato. una intera famiglia logica con CDA ed altri circuiti logici di vario tipo.

TELECOMANDO LUMINOSO

+ 12 V

Questo telecomando luminoso consente di comandare a distanza l'accensione e lo spegnimento di un qualsiasi apparecchio con una comune lampada a batteria nel modo indicato in fig. 7-1. Allo scopo occorre una lampada a fascio direzionale simile a quella raffigurata. Il ricevitore può essere posto anche a 3-5 metri di distanza; il carico comandato può essere di qualsiasi tipo purchè l'assorbimento non sia superiore alla corrente massima ammessa sui contatti del relè usato.

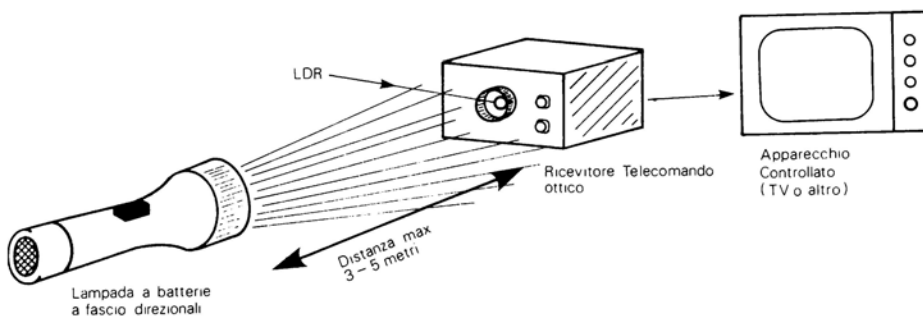
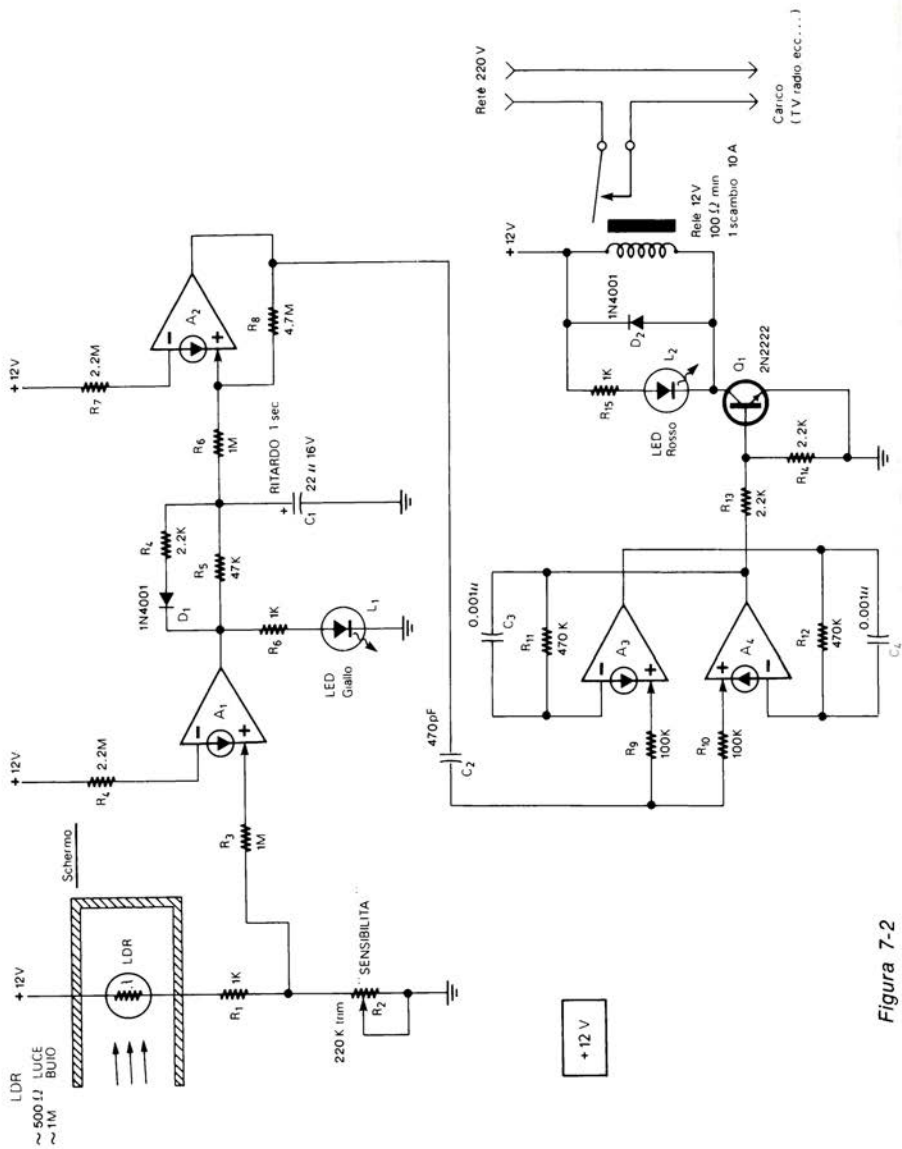



Figura 7-1

Lo schema del circuito è in fig. 7-2. Il fotoresistore (LDR) è racchiuso in uno schermo per non essere influenzato dalla luce ambiente. Con il trimmer R_2 si può regolare la sensibilità alla luce.

Quando l'LDR viene illuminata l'uscita di A_1 sale alla massima tensione, il LED giallo si accende ed il condensatore C_1 si carica attraverso R_5; dopo circa un secondo la tensione su C_1 è sufficiente a far scattare il trigger di Schmitt (A_2) la cui uscita passa velocemente da 0 alla massima tensione. A_3 e A_4 formano un Flip Flop che cambia di stato ogni volta che A_2 passa da 0 alla massima tensione (vale a dire ogni volta che la

LDR viene illuminata per più di un secondo). Quindi la prima volta che LDR viene illuminata l'uscita di A_4 va a 0, la seconda volta l'uscita sale a circa 11 V, la terza volta torna a 0 e così via.

Quando l'uscita di A_4 è alla massima tensione, il LED rosso è acceso, il relè è attivato ed i contatti sono chiusi, per cui il carico riceve corrente ed è in funzione; se, invece, l'uscita di A_4 è a 0 il relé è disattivato ed il carico non riceve corrente.

L'LDR può essere di qualsiasi tipo purchè con una bassa resistenza in luce. Lo schermo va realizzato con un pezzo di tubo di plastica o di cartone nero opaco nelle dimensioni indicate in fig. 7-3.

L'intero apparecchio va realizzato come in fig. 7-4 con sul frontale l'LDR schermata e i due LED e nella parte posteriore i fili che vanno alla rete a 220 ed al carico; all'interno del contenitore può essere sistemato anche un'alimentatore a 12 V per il telecomando.

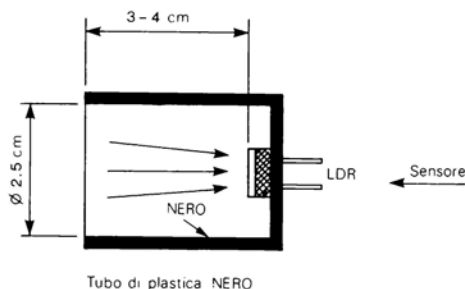



Figura 7-3

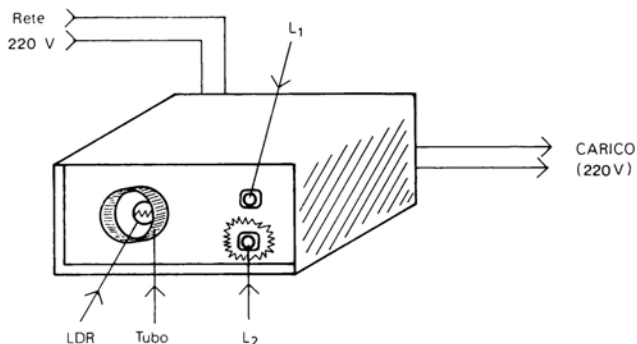



Figura 7-4

Per effettuare la taratura occorre sistemare l'apparecchio nel posto dove deve restare, facendo attenzione che il tubo con la LDR non sia orientato in direzione di qualche luce intensa presente nell'ambiente, quindi si regola la sensibilità dell'apparec-

+12V
+ 12V
+V
max
7
6
5
4
3
2
1
Sensori Conduttivi
Inossidabili
R1
100K
R2
10K
A1
A2
A3
A4
A5
A6
A7
A8
R17
1K
L1
LED Rosso
LED Verdi
LED Giallo

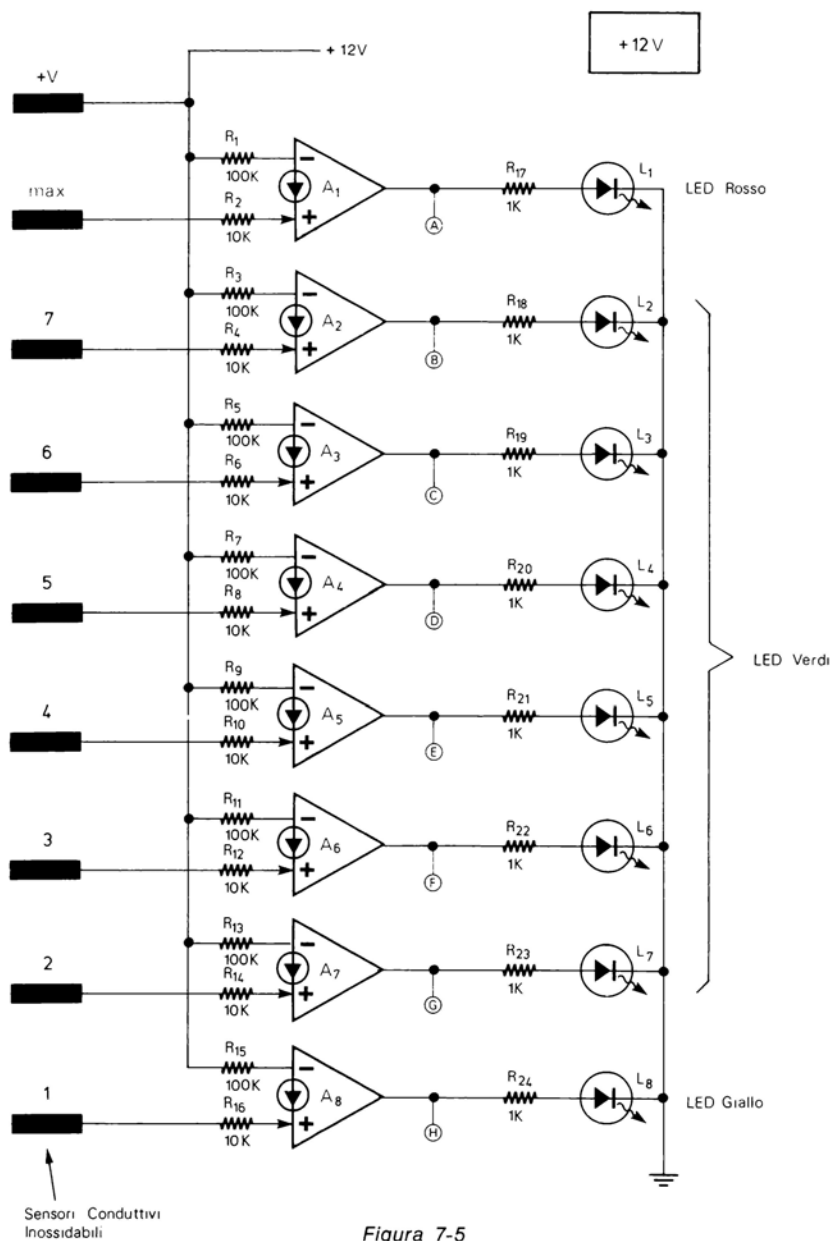



Figura 7-5

chio mediante R_2. Con la luce ambiente al massimo si ruota il trimmer R_2 finchè il LED giallo si accende, quindi lo si ruota in senso inverso fino a poco più avanti del punto nel quale il LED giallo si spegne.

Durante la taratura bisogna evitare che degli oggetti o voi stessi facciate ombra alla LDR, perchè la regolazione di R_2 risulterebbe errata. In ogni caso, dopo aver effettuato la taratura, il LED giallo deve rimanere spento.

Nell'uso, per accendere o spegnere il carico, occorre illuminare la LDR in modo diretto con una lampada a batteria che fornisca una luce di sufficiente intensità. L'LDR va illuminata per almeno 2-3 secondi finchè il LED rosso si accende (se è spento) o si spegne (se è acceso). Quando la LDR viene illuminata il LED giallo è acceso permettendo, quindi, di verificare se la luce della lampada è inviata nella direzione giusta.

INDICATORE DI LIVELLO ACQUA A LED

+ 12 V

Il circuito di fig. 7-5 consente di verificare con dei LED all'esterno e anche a distanza, lo stato di riempimento di un serbatoio di acqua o di altro liquido non infiammabile ed a bassa resistenza. Con otto CDA è possibile suddividere la capacità del serbatoio in otto parti, naturalmente può essere utilizzato anche un numero superiore o inferiore di CDA.

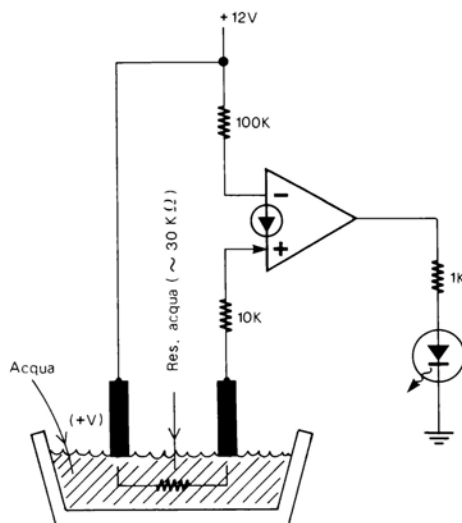



Figura 7-6

Il LED corrispondente al sensore posto più in basso nel serbatoio, è giallo ed indica quando l'acqua è al livello minimo, il LED rosso, invece, corrispondente al sensore posto in alto, indica il livello massimo ed eventualmente può essere un'allarme di eccessivo riempimento; i LED centrali sono tutti verdi.

Il principio sul quale funziona ciascuna delle otto sezioni del circuito è esemplificato in fig. 7-6.

L'acqua non è isolante ma, a causa delle piccole quantità di sali sciolti in essa, ha una resistenza di alcune decine di kΩ. Perciò in fig. 7-6 quando i due sensori sono a contatto con l'acqua il LED si accende in quanto all'ingresso + entra una corrente maggiore che all'ingresso -. Notare che in fig. 7-5 uno dei sensori (+V) è collegato ai 12 V ed è in comune a tutti gli otto circuiti.

I sensori vanno realizzati in materiale metallico preferibilmente inossidabile. Ai punti A, B, C.....H (fig. 7-5) possono essere collegati i circuiti ausiliari esposti al prossimo paragrafo (fig. 7-8 e fig. 7-9).

In fig. 7-7 il circuito appena spiegato è applicato ad un serbatoio di acqua. Il contatto in comune (+V) è sistemato sul fondo, mentre gli altri contatti sono sistemati alle altezze corrispondenti ad 1 litro, 2 litri, ecc. (ma il serbatoio può essere suddiviso anche in decine di litri, in galloni, ecc.), l'ultimo contatto (max) è sistemato all'altezza massima ed indica con l'accensione del LED rosso. quando l'acqua sta per traboccare dal serbatoio.

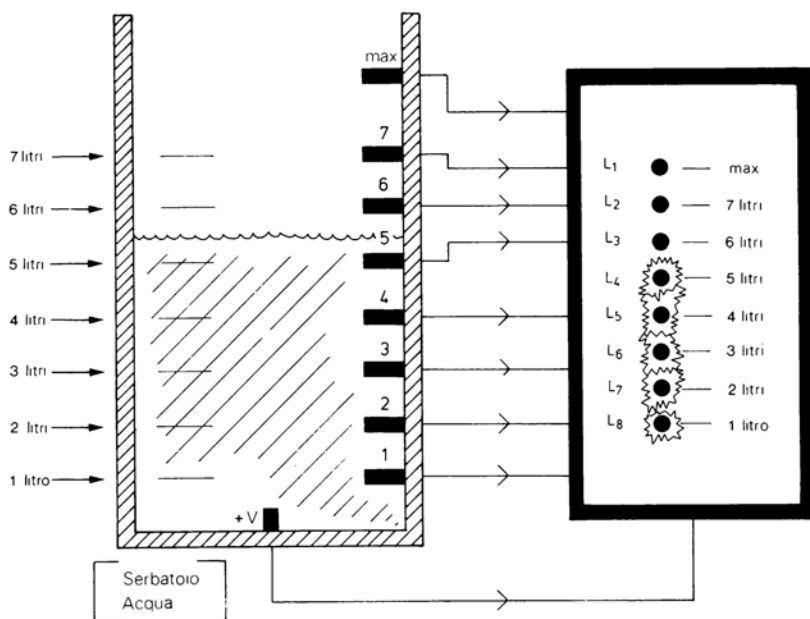



Figura 7-7

Nell'esempio di fig. 7-7 con l'acqua che si trova appena al di sopra del contatto dei 5 litri, sono accesi tutti i LED da 1 a 5 litri.

PER SICUREZZA È PREFERIBILE ALIMENTARE IL CIRCUITO A BATTERIE E NON CON ALIMENTATORI DA RETE.

CIRCUITI AUSILIARI DI ALLARME E PILOTA RELÈ

Al circuito di fig. 7-5 e ad altri circuiti che vedremo più avanti, possono essere collegati i due circuiti ausiliari di fig. 7-8 e fig. 7-9.

L'allarme sonoro di fig. 7-8 emette un suono quando l'ingresso (IN) è a circa 10-12 V, mentre non emette suono quando l'ingresso è a 0.

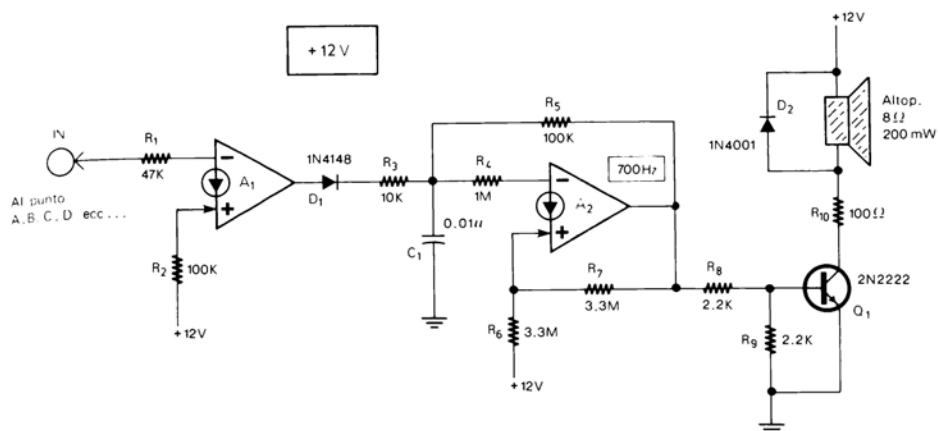



Figura 7-8

Nel circuito per pilotaggio di relè di fig. 7-9, il relè è attivato e i suoi contatti sono chiusi, quando l'ingresso è a 10-12 V, mentre è disattivato quando l'ingresso è a 0.

In pratica l'allarme di fig. 7-8 per esempio, può essere collegato al punto A o al punto H di fig. 7-5 in modo da avvisare con un suono quando l'acqua è rispettivamente al livello massimo e a livello minimo.

I DUE CIRCUITI APPENA ESPOSTI SARANNO UTILIZZATI PIÙ AVANTI ASSIEME AD ALCUNI AVVISATORI GENERICI DI LUCE, TEMPERATURA, ECC.

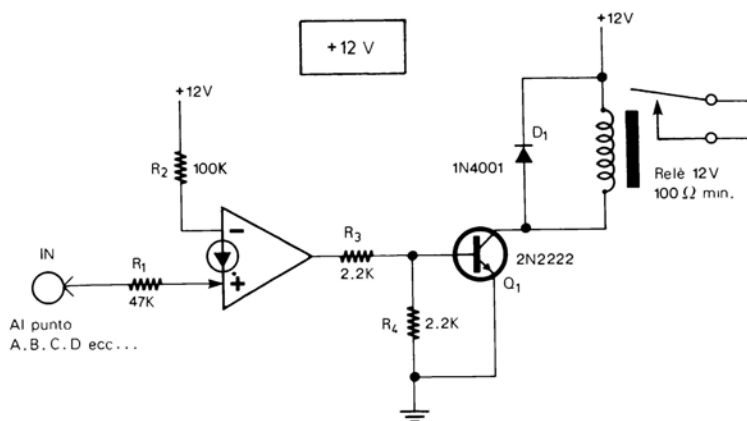



Figura 7-9

COMANDO AUTOMATICO PER POMPE DI SERBATOI DI ACQUA

Il comando automatico di fig. 7-10 aziona automaticamente la pompa di un serbatoio di acqua quando il livello dell'acqua stessa scende al di sotto del minimo. Il circuito è essenzialmente composto da due rivelatori della presenza di acqua (A_1 e A_2) e da un Flip Flop S/R (A_3).

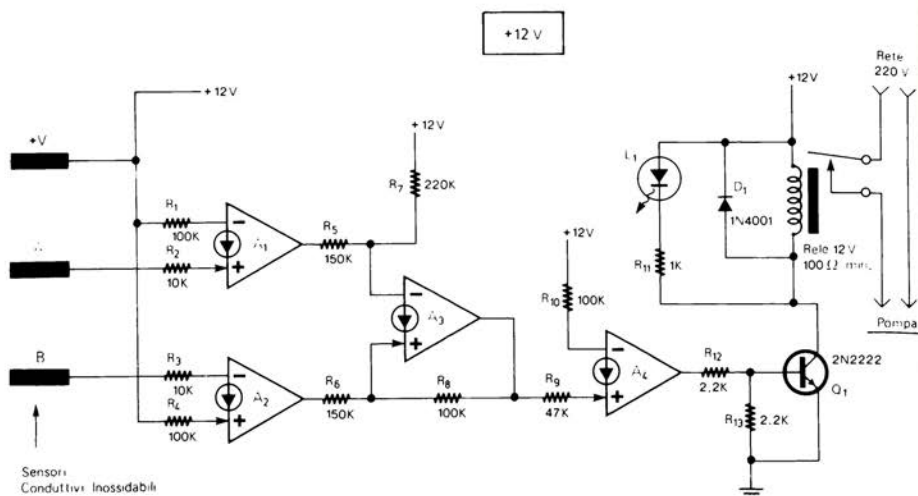



Figura 7-10

I sensori vanno realizzati in materiale metallico preferibilmente inossidabile. La fig. 7-11 mostra il funzionamento del comando automatico applicato ad un serbatoio di acqua.

Il sensore in comune (+V) va posto sul fondo del serbatoio, mentre i sensori A e B vanno posti rispettivamente in corrispondenza del livello massimo e del livello minimo (se i sensori A e B vengono sistemati nel modo sbagliato il circuito ha un funzionamento differente).

In fig. 7-11A la pompa non è in funzione ed il serbatoio si sta svuotando. Il livello dell'acqua scende al di sotto del sensore A (fig. 7-11B) ma la pompa rimane ferma.

Finchè, il livello dell'acqua scende al di sotto del sensore B che rappresenta il livello minimo (fig. 7-11C) ed a questo punto la pompa viene messa in funzione automaticamente ed inizia a riempire il serbatoio.

La pompa continua a funzionare e a riempire il serbatoio anche quando il livello dell'acqua ritorna al di sopra del sensore B (fig. 7-11D).

Infine, quando il serbatoio è tutto pieno e il livello dell'acqua è al di sopra del sensore A che rappresenta il riempimento massimo (fig. 7-11E) la pompa viene fermata automaticamente ed il circuito è pronto per il prossimo ciclo di funzionamento.

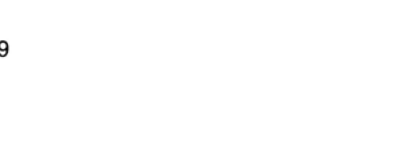
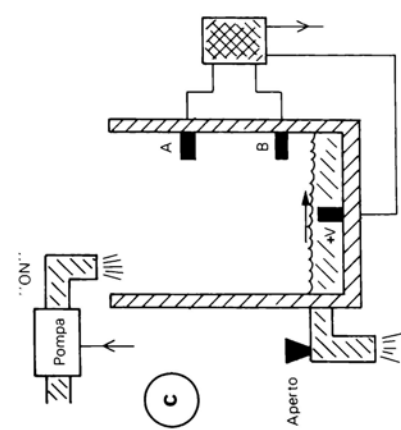
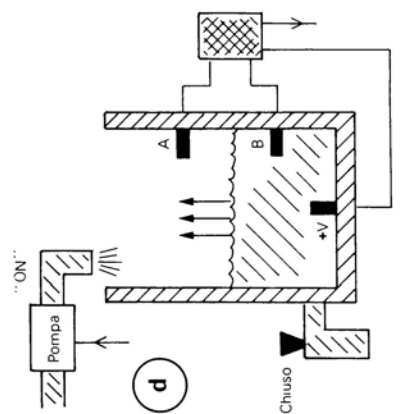
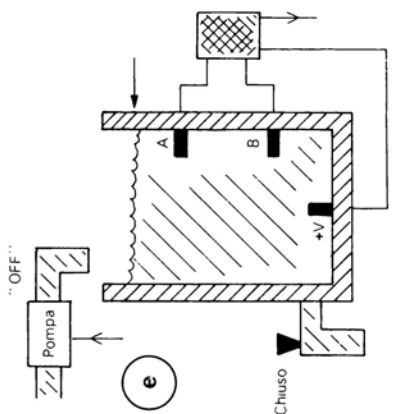
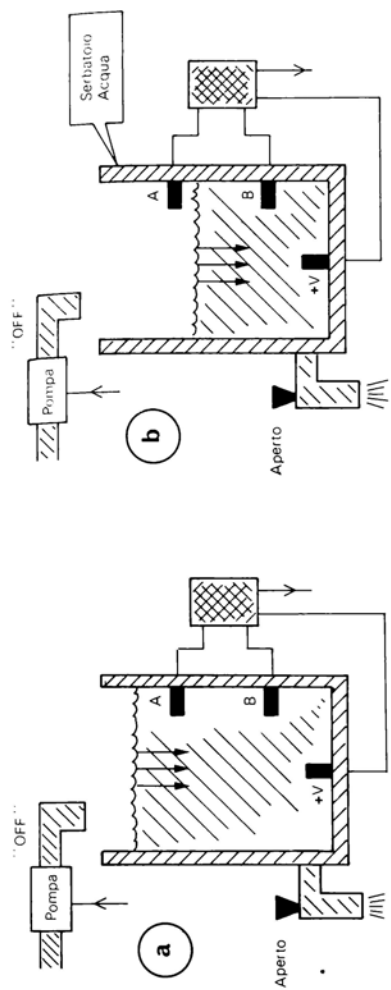



Figura 7-11

Oltre che con acqua l'automatismo può essere utilizzato anche con altri liquidi non infiammabili ed a bassa resistenza.

Per maggiore sicurezza è bene preferire per il circuito l'alimentazione a batterie.

INTERRUTTORE CREPUSCOLARE

+ 12 V

L'interruttore crepuscolare consente di accendere automaticamente le luci di casa o qualsiasi altro apparecchio quando in prossimità del tramonto la luce solare si riduce.

Per evitare che l'interruttore crepuscolare sia influenzato da altre luci, il circuito (fig. 7-12) dispone di due tempi di ritardo.

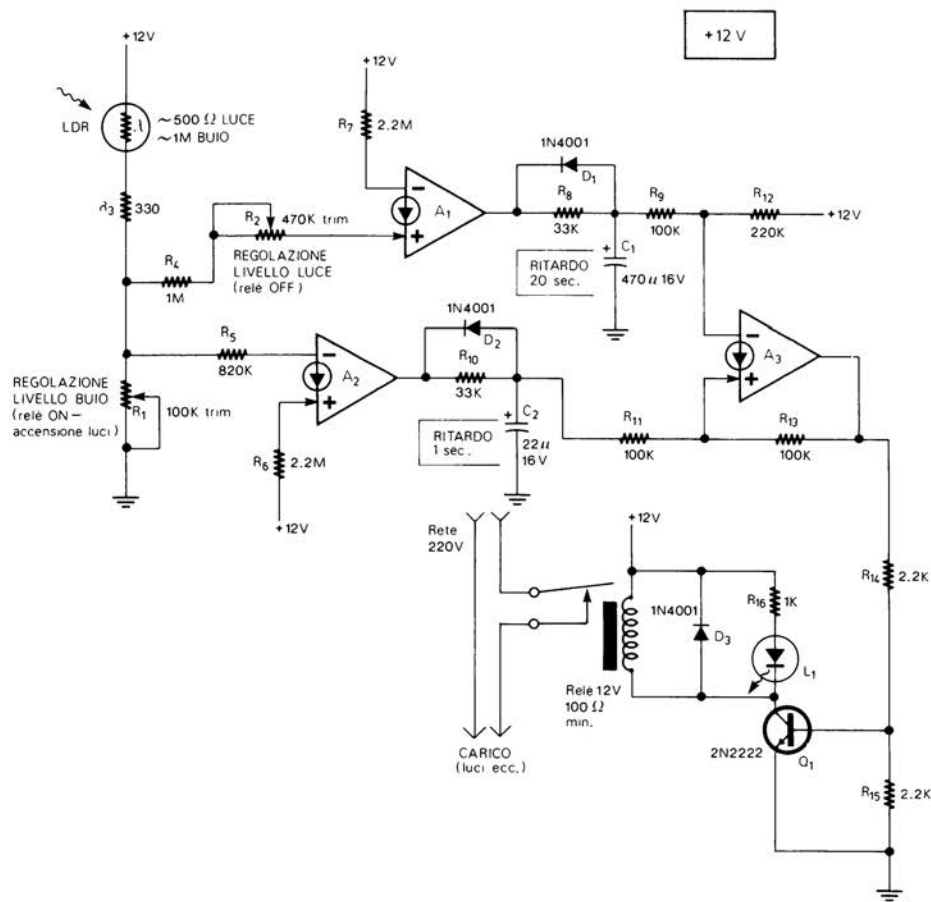



Figura 7-12

La prima temporizzazione, della durata di circa 1 secondo, viene prodotta da R_{10} e C_2 ed evita che l'apparecchio sia azionato da un breve adombramento dell'LDR.

La seconda temporizzazione, invece, della durata di circa 20 secondi, è prodotta da R_8 e C_1 e permette di evitare che, quando l'interruttore è in funzione e le luci di casa sono accese, queste vengono improvvisamente spente a causa di una luce che illumina l'LDR per qualche secondo (l'interruttore, naturalmente, viene disattivato dalla luce solare che è continuativa).

Il fotoresistore (LDR) va posto in un contenitore stagno di materiale nero opaco con una apertura trasparente nella parte superiore. Il sensore così realizzato (fig. 7-13) va sistemato all'esterno della casa in un punto alto dove possa essere illuminato dalla luce solare ma non dalle luci artificiali accese di sera.

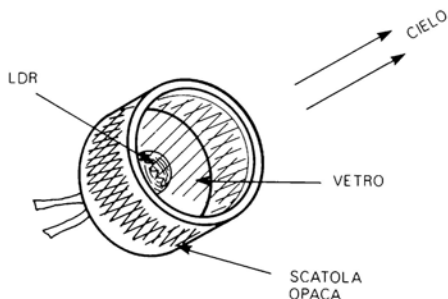



Figura 7-13

La taratura va effettuata come segue:
Il trimmer R_1 va regolato di sera nel punto esatto nel quale il relè viene attivato; il trimmer R_2, invece, va regolato al mattino nel punto esatto nel quale il relè viene disattivato. Sia di sera che di mattina si deve effettuare la taratura quando la luce esterna si trova al livello al quale desiderate che, rispettivamente, le luci di casa vengano accese e vengano spente.

RELÈ ELETTRONICO AL TOCCO

+ 12 V

Il relè al tocco di fig. 7-14 è realizzato a partire dai circuiti di sensori al tocco spiegati al par. 60 del capitolo 2, paragrafo al quale ci si può riferire anche per quanto riguarda la realizzazione pratica del sensore su circuito stampato.

Il funzionamento del relè è molto semplice; quando si tocca con un dito il sensore il relè è attivato ed il LED rosso è acceso, mentre quando il sensore non viene toccato il relè è disattivato. Invertendo i collegamenti agli ingressi + e - di A_1, può essere ottenuto il funzionamento inverso (il relè è sempre attivato tranne quando si tocca il sensore). Per evitare che toccando male il sensore i contatti del relè si aprano e chiudano per qualche attimo, è stato introdotto nel circuito, utilizzando R_4 e C_1, un «ritardo di rilascio» di circa 1/3 di secondo (quindi, quando si toglie il dito dal sensore il relè rimane attivato ancora per un attimo).

PER MAGGIORE SICUREZZA È PREFERIBILE ALIMENTARE QUESTO, E I PROSSIMI DUE RELÈ AL TOCCO, A BATTERIE.

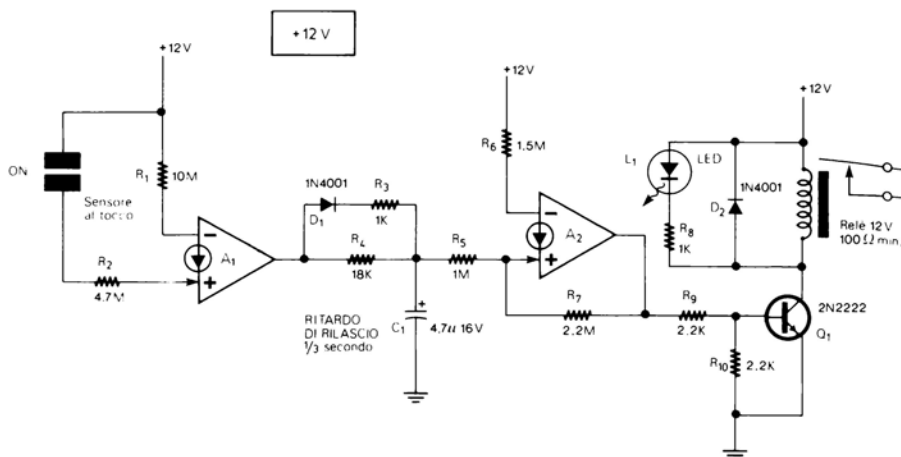



Figura 7-14

RELÈ ELETTRONICO AL TOCCO CON DUE SENSORI (ON+OFF)

+ 12 V

A differenza del relè al tocco esposto in precedenza, questa seconda versione (fig. 7-15) dispone di due sensori.

Toccando il sensore «ON» il relè viene attivato e il LED acceso, toccando il sensore «OFF» il relè viene disattivato. Dopo aver toccato il sensore «ON» o il sensore «OFF» il relè resta rispettivamente attivato o disattivato anche togliendo il dito dal sensore.

Questo secondo relè è formato da due circuiti sensibili al tocco (con A_1 e A_2) e da un Flip Flop S/R (A_3).

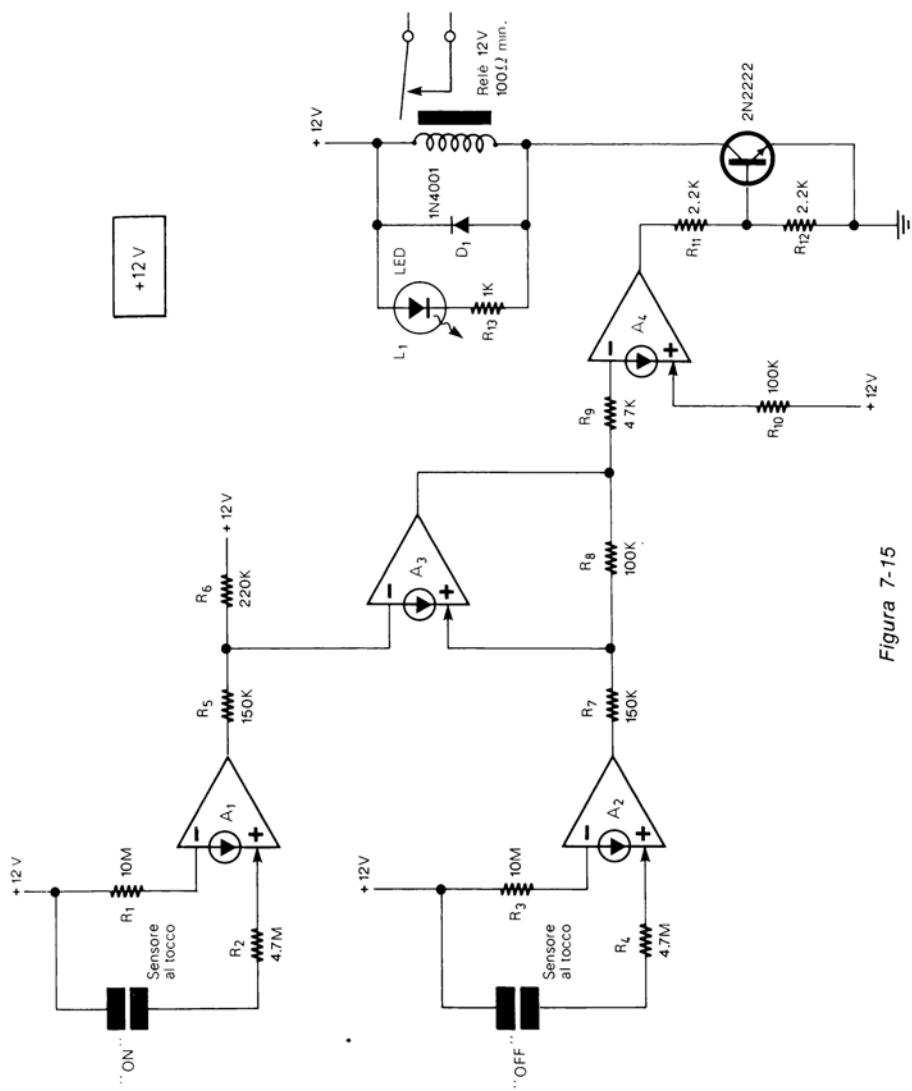
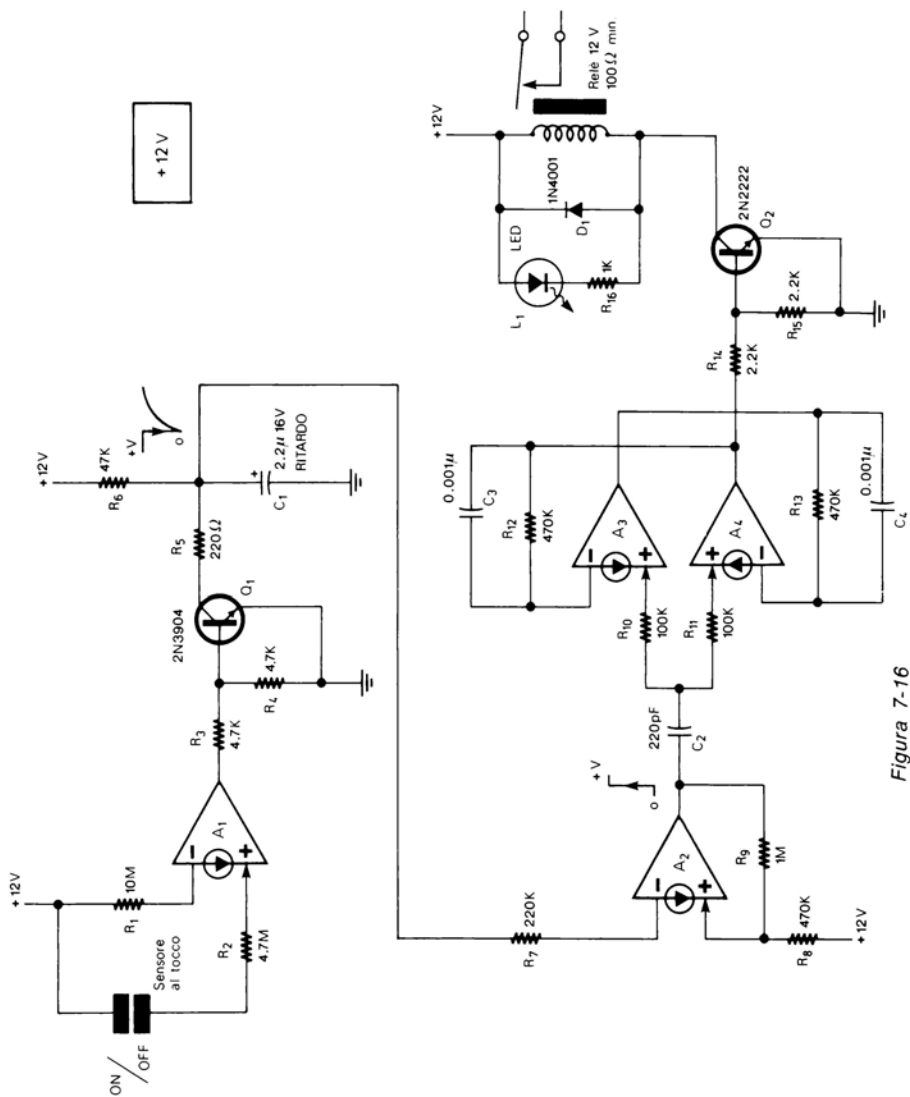
I sensori possono essere realizzati come già spiegato al par. 60 del capitolo 2.

RELÈ ELETTRONICO UN TOCCO-ON/UN TOCCO-OFF

+ 12 V

Questo terzo ed ultimo tipo di relè al tocco si può considerare una combinazione tra i due precedenti tipi. Infatti dispone di un solo sensore come il relè di fig. 7-14 ma, a differenza di questo, non occorre tenere il dito sul sensore per mantenere il relè attivato, si ha, invece, una condizione stabile di on e di off come nel relè di fig. 7-15.

Il circuito completo di questo terzo relè elettronico al tocco è in fig 7-16 ed è costituito dal solito sensore (con A_1), da un circuito di ritardo al rilascio (formato da R_6 e C_1), da un trigger di Schmitt (A_2) e da un Flip Flop che, ad ogni impulso di ingresso, attiva e disattiva il relè alternativamente. Toccando per un attimo il sensore, Q_1 scarica rapidamente C_1, il Flip Flop riceve un'impulso ed il relè viene attivato, toccando di nuovo il sensore, il Flip Flop riceve un altro impulso ed il relè viene disattivato, la terza volta che si tocca il sensore il relè viene nuovamente attivato e così via.

TELECOMANDO 4 CANALI CON 2 FILI

Per comandare a distanza quattro diversi apparecchi, bisogna utilizzare 4 pulsanti ed un cavo a 8 fili (2 fili per pulsante); lo stesso collegamento può essere anche realizzato con un cavo a 5 fili (un filo per pulsante ed il quinto filo in comune).

Il telecomando di fig. 7-17 consente di ottenere gli stessi risultati utilizzando un cavo a 2 fili soltanto, con conseguente risparmio e minore intralcio del cavo che con soltanto due fili è, naturalmente, più leggero.

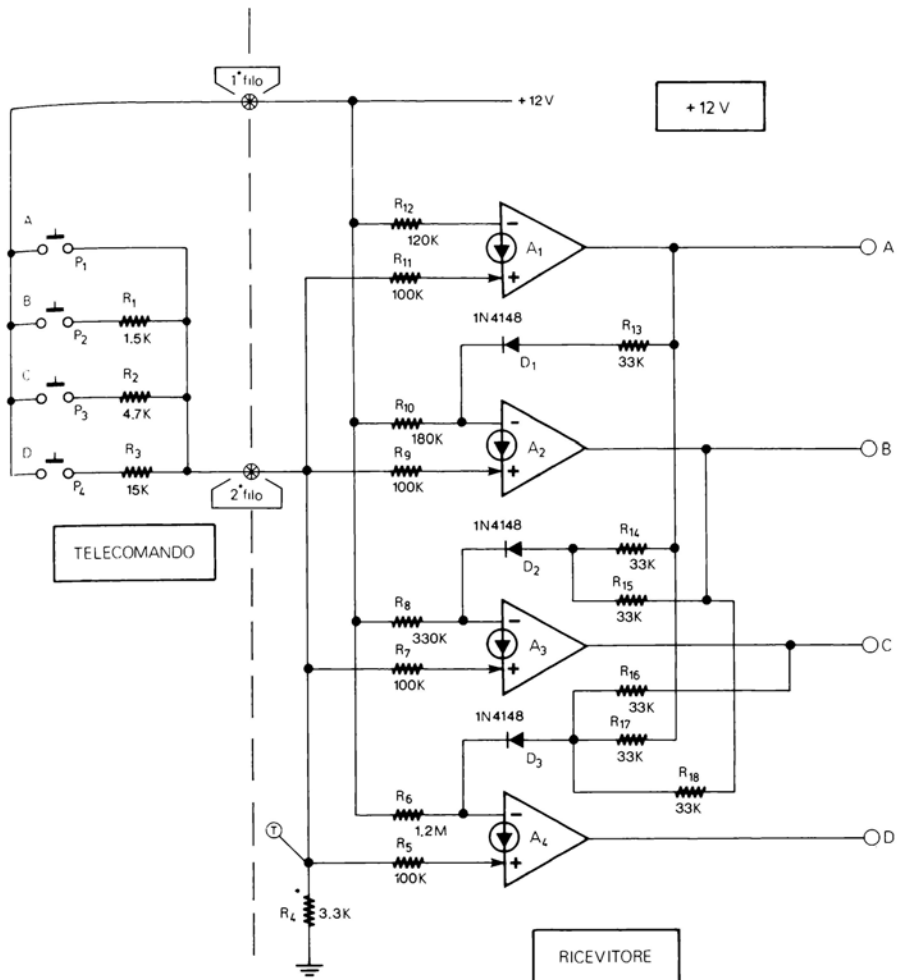



Figura 7-17

Il circuito (fig. 7-17) è formato da due parti: il «Telecomando» ed il «Ricevitore»; i due dispositivi sono collegati, appunto, tramite il cavo a 2 fili. Notate che la parte che costituisce il Telecomando è completamente passiva essendo formata solo da tre resistenze e quattro pulsanti; non richiede, quindi, una sua sorgente di alimentazione ma usa quella del Ricevitore.

Le resistenze R_1, R_2, R_3 e la resistenza R_4 formano un partitore resistivo, per cui a seconda di quale pulsante viene premuto la tensione al punto T può essere di circa 12 V (premendo P_1), 8 V (premendo P_2), 5 V (premendo P_3), 2 V (premendo P_4) e 0 (con tutti i pulsanti rilasciati).

I quattro CDA (A_1....A_4) formano quattro comparatori con differenti tensioni di soglia. Le uscite dei comparatori sono tutte a 0 con i pulsanti rilasciati. A seconda di quale pulsante viene premuto (A...D) l'uscita del comparatore corrispondente sale a circa 11 V.

I pulsanti vanno azionati solo uno alla volta e l'uscita corrispondente rimane a circa 11 V finchè il pulsante si tiene premuto.
È MOLTO importante utilizzare nel circuito resistenze al 5% e fare attenzione a collegarle nel modo indicato in fig. 7-17.

Alle uscite A, B, C, D, possono essere collegati quattro circuiti pilota per relè del tipo raffigurato in fig. 7-18; in tal caso ciascun relè viene attivato per tutto il tempo nel quale viene premuto il pulsante corrispondente.

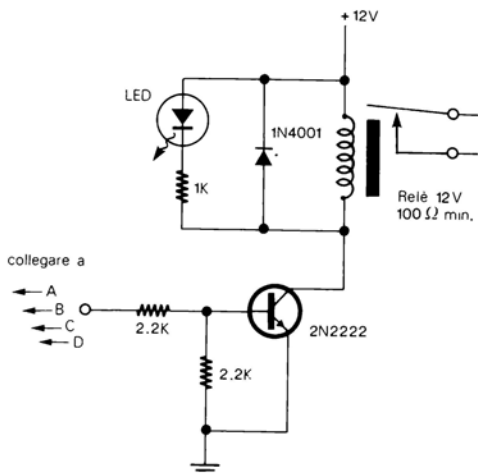



Figura 7-18

Tutto l'apparecchio può essere racchiuso in due contenitori come visibile in fig. 7-19. Il Telecomando va collegato al Ricevitore con un cavo che può essere lungo anche 10-15 metri.

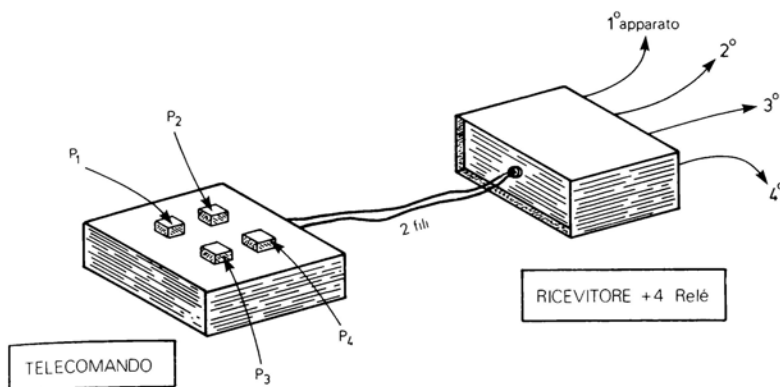



Figura 7-19

CIRCUITO A 4 STATI

+ 12 V

Un circuito a 2 Stati (bistabile) come quello di fig. 2-137 (par. 64 capitolo 2) dispone di due pulsanti di ingresso e di due uscite. Quando viene premuto uno dei due pulsanti l'uscita corrispondente ad esso passa ad «1» (tensione massima) e l'altra uscita passa a «0» (0 Volt).

Con un circuito un po' più complesso (fig. 7-20) si può realizzare un circuito a 4 Stati.

Premendo uno dei pulsanti (per esempio P_2) l'uscita corrispondente (Y) sale alla massima tensione e le altre tre uscite vengono forzate a massa, lo stesso avviene anche premendo P_1 (uscita K), P_3 (X) e P_4 (W).

I pulsanti vanno premuti uno alla volta.

Togliendo i quattro pulsanti (P_1....P_4) e le quattro resistenze R_1, R_2, R_3 ed R_4, si possono collegare ai punti A, B, C, D, quattro circuiti con sensore al tocco come quello di fig. 7-21; occorre, naturalmente, aggiungere un secondo LM3900 e degli altri componenti.

Per pilotare dei carichi, alle uscite, K, Y, X, W possono essere collegati quattro circuiti pilota per relè come quello di fig. 7-9 e di fig. 7-18.

I prossimi otto circuiti sono dei moduli di allarme per tensioni, luce, ecc. Alle uscite (A) di questi moduli possono essere collegati, da soli o insieme l'avvisatore sonoro di fig. 7-8 e il circuito pilota con relè di fig. 7-9.

AVVISATORE DI TENSIONE BASSA

+ 8/30 V

Il circuito di fig. 7-22 fa accendere un LED o eventualmente mette in funzione l'avvisatore sonoro o il relè collegato ad esso, quando la tensione che alimenta tutto il circuito scende al di sotto di un valore stabilito.

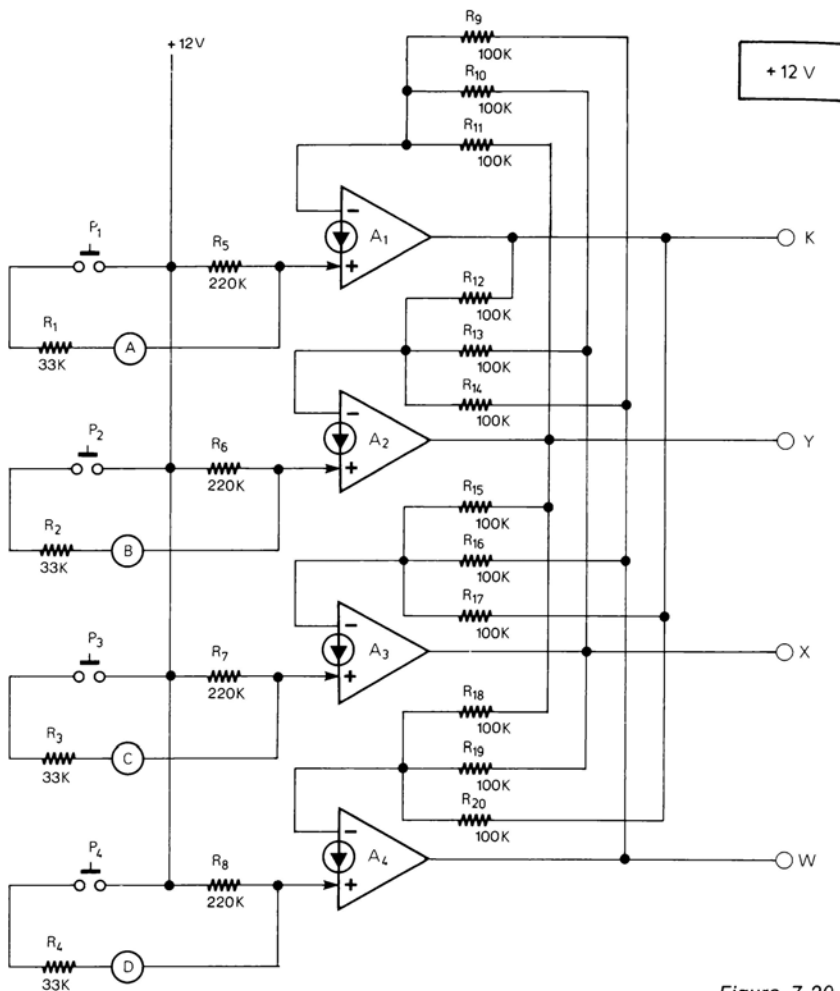



Figura 7-20

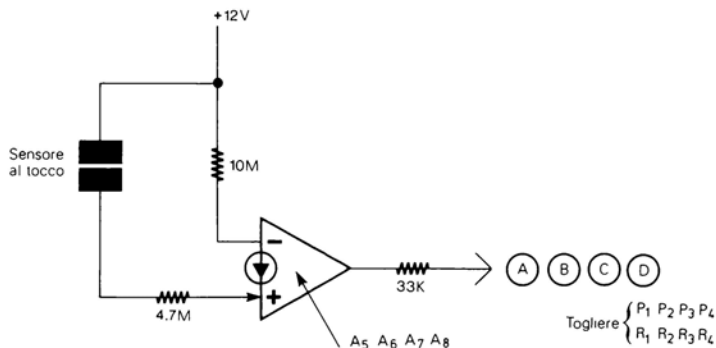



Figura 7-21

Il rivelatore è composto da una tensione di riferimento di 5 V costituita dal regolatore a tre terminali 78L05 (per la configurazione dei terminali vedere al capitolo 3).

Il CDA fa da comparatore tra la tensione di riferimento e la tensione di alimentazione che è allo stesso tempo la tensione controllata.

Nella tabella 7-1 sono indicati i valori di R_1, R_2, R_{LED} a seconda della tensione (V_L)

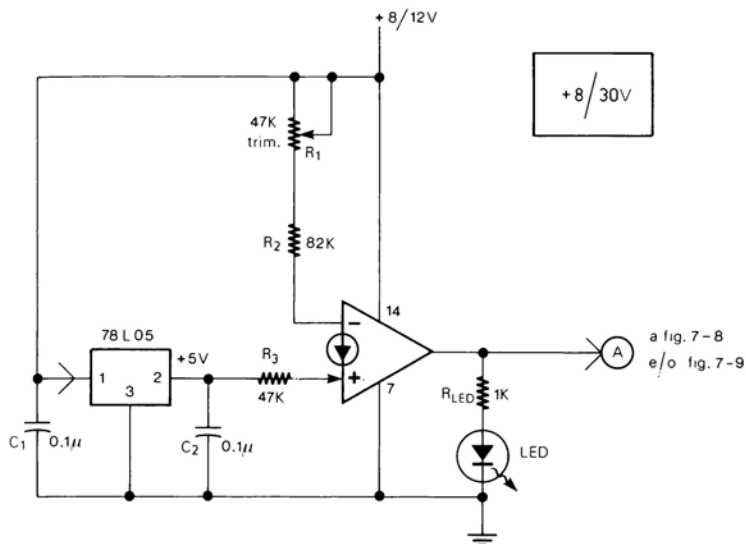



Figura 7-22

Tabella 7-1

VL	R_1	R_2	RLED
8–12	47K	82K	1K
12–16	100K	100K	1.2K
16–20	100K	150K	1.5K
20–24	100K	180K	1.8K
24–28	100K	220K	2.2K

Trimmer (↑ R_1)

alla quale il circuito deve dare l'allarme di tensione troppo bassa. Con i valori indicati in fig. 7-22 l'avvisatore può essere utilizzato per tenere sotto controllo la tensione della batteria di un auto ed avvisare quando tale tensione scende sotto 11 V.

La taratura va effettuata alimentando prima il circuito con la tensione esatta (V_L) alla quale l'allarme deve accendere il LED, quindi ruotando R_1 fino al punto esatto nel quale il LED passa da spento ad acceso.

La tensione di alimentazione non deve superare i 30 V che è il limite massimo per il 78L05.

AVVISATORE DI TENSIONE ECCESSIVA

+ 8/30 V

Il circuito di fig. 7-23 è simile a quello precedente ma ha un funzionamento inverso. Infatti il LED si accende (e l'allarme eventualmente collegato al punto A viene azionato) quando la tensione che alimenta il circuito supera il valore stabilito (V_H).

La tensione di riferimento è sempre costituita da un 78L05.

Tabella 7-2

VH	R_1	R_2	RLED
10 – 14	82K	100K	1K
14 – 18	120K	100K	1.2K
18 – 22	150K	100K	1.5K
22 – 26	200K	100K	2.2K
26 – 30	240K	100K	2.7K

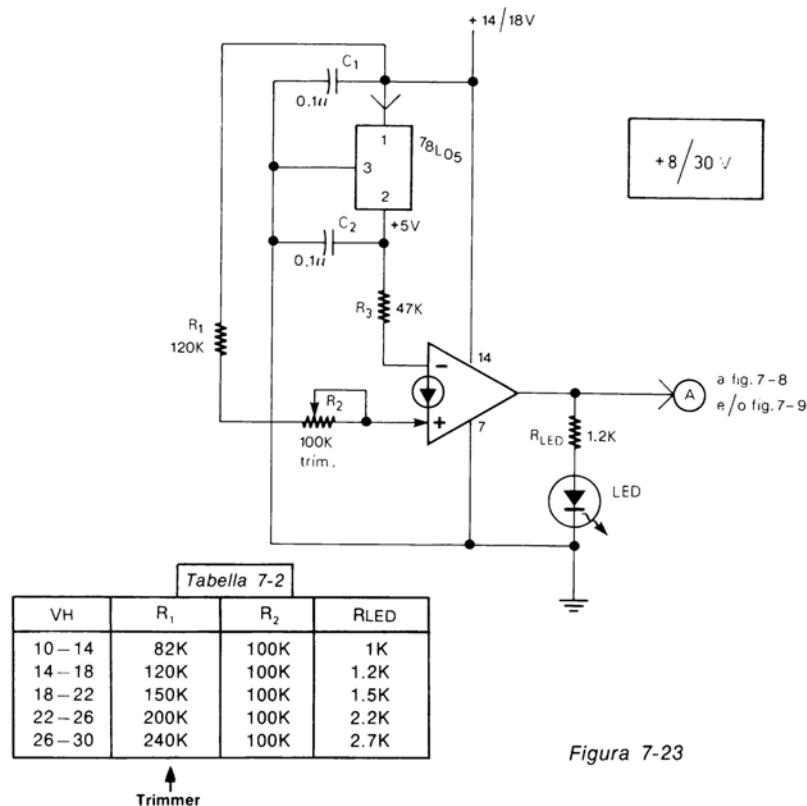



Figura 7-23

Nella tabella 7-2 sono indicati i valori di R_1, R_2, R_{LED} a seconda della tensione (V_H) alla quale il circuito deve dare l'allarme di tensione troppo alta. V_H non deve superare i 30 V che è il limite massimo per il 78L05.

La taratura va effettuata alimentando il circuito con la tensione alla quale si deve accendere il LED e ruotando il trimmer R_2 fino al punto esatto nel quale il LED passa da spento ad acceso.

Con i valori indicati in fig. 7-23 il circuito può essere utilizzato per avvisare quando la tensione supera, per esempio, i 14 V.

AVVISATORE DI LUCE ECCESSIVA

+ 12 V

Questo circuito (fig. 7-24) aziona l'avvisatore sonoro o il relè collegato all'uscita (punto A) quando la luce che colpisce la LDR supera un valore prefissato tramite R_1.

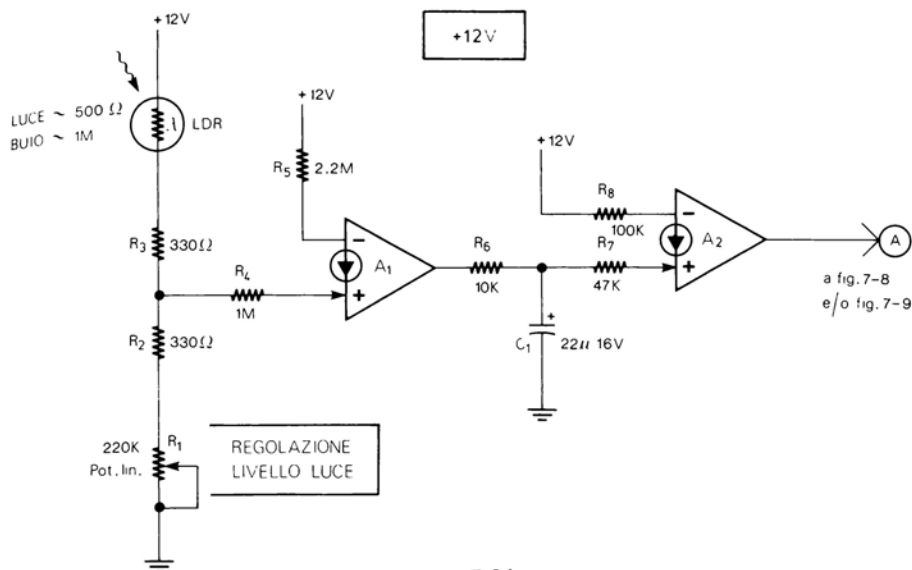



Figura 7-24

Il dispositivo può essere utilizzato per pilotare un qualsiasi apparecchio tramite la luce o per tenere sotto controllo il livello di luce durante operazioni o lavorazioni che lo rendessero necessario.

La fotoresistenza (LDR) utilizzata deve avere una bassa resistenza in luce (200-1000 ohm).

La taratura va effettuata illuminando la fotoresistenza con l'alta intensità di luce alla quale l'allarme deve scattare. Quindi, si ruota il potenziometro R_1 nel punto esatto nel quale, per esempio, l'avvisatore sonoro si mette a suonare. Se il livello di luce da controllare è molto elevato, R_1 può essere sostituita con un potenziometro di 47 kΩ o meno.

AVVISATORE DI LUCE TROPPO BASSA

+ 12 V

Il funzionamento di questo secondo avvisatore (fig. 7-25) è l'inverso di quello precedente. Quest'altro circuito, infatti, aziona l'avvisatore sonoro o il relè collegato all'uscita (punto A) quando la luce che colpisce la LDR scende al di sotto di un valore prefissato tramite R_1.

Il circuito può, quindi, essere utilizzato, per esempio, per dare un'allarme quando l'illuminazione di un'ambiente è troppo bassa, ecc.

Anche questa volta la taratura va effettuata illuminando la fotoresistenza con la bassa intensità di luce alla quale l'allarme deve scattare. Quindi si ruota il potenziometro R_1 fino al punto esatto nel quale l'avvisatore sonoro si mette a suonare.

L'LDR utilizzata deve avere una resistenza al buio con un valore intorno ad 1 M Ω.

+12V

220K Pot. lin.

REGOLAZIONE LIVELLO BUIO

R_1 R_2 330Ω R_3 330Ω R_4 1.5M R_5 3.3M R_6 10K R_7 47K R_8 100K

C_1 22μ 16V

A_1 A_2

LUCE ~ 500 Ω
BUIO ~ 1M
LDR

a fig. 7-8
e/o fig. 7-9

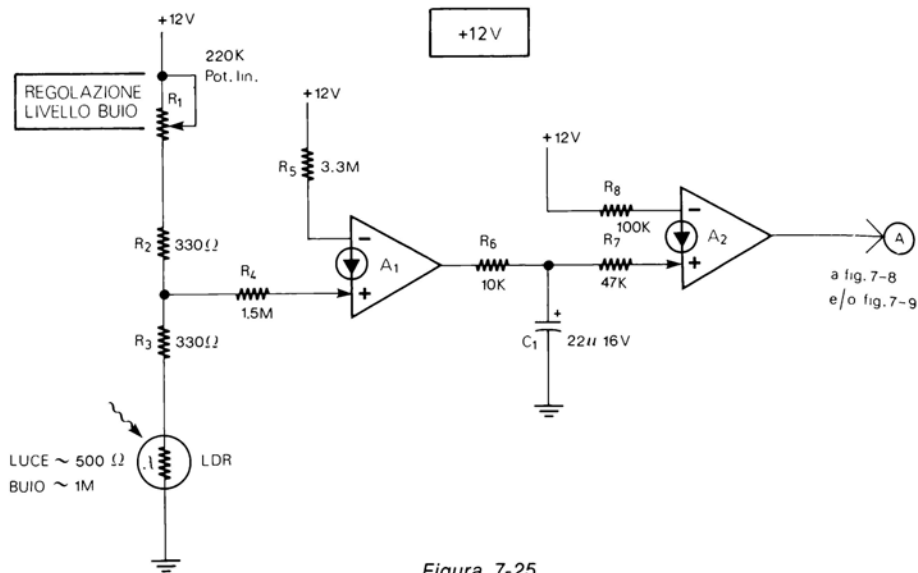



Figura 7-25

AVVISATORE DI TEMPERATURA TROPPO ALTA

+ 12 V

In molti campi è utile un dispositivo che avverta quando la temperatura di un'oggetto o di un liquido, supera un determinato valore; può essere utile, per esempio, in un auto per tenere sotto controllo la temperatura dell'acqua o dell'olio, in casa per

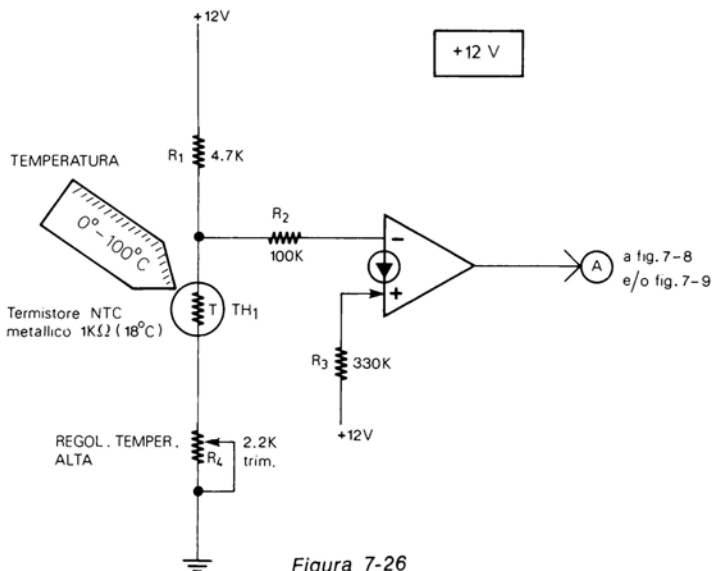



Figura 7-26

controllare un forno o uno scaldabagno ed in molte altre applicazioni anche industriali.

Il circuito (fig. 7-26) utilizza un termistore NTC (TH_1) con contenitore metallico. L'escursione delle temperature controllate va da sotto i 0°C ad oltre i 100°C.

La taratura va effettuata regolando R_4 in modo che l'avvisatore sonoro collegato in uscita sia in funzione esattamente quando la temperatura su TH_1 supera il livello massimo prestabilito.

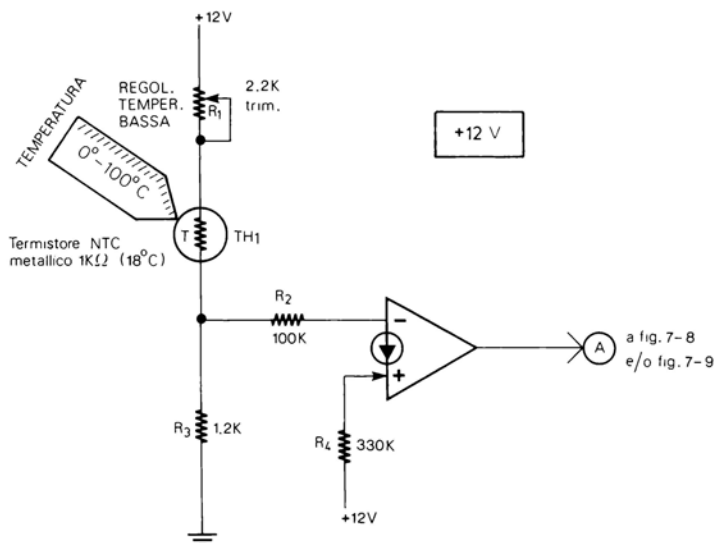



Figura 7-27

AVVISATORE DI TEMPERATURA TROPPO BASSA

+ 12 V

Questo secondo circuito di controllo della temperatura (fig. 7-27) ha un funzionamento inverso di quello precedente, vale a dire aziona l'avvisatore sonoro collegato alla sua uscita quando la temperatura su TH_1 scende al di sotto di un valore prestabilito.

Questo dispositivo, perciò, può essere utilizzato per controllare che la temperatura non scenda, per esempio, in soluzioni chimiche, in bagni fotografici, ecc. La taratura va effettuata ruotando R_1 in modo che l'avvisatore sonoro o il relè sia in funzione quando la temperatura su TH_1 scende al di sotto del livello minimo prestabilito.

ALLARME DI MASSIMO LIVELLO ACQUA

+ 12 V

A partire dai circuiti di cui si è già parlato nei primi paragrafi di questo capitolo, si può realizzare un dispositivo (fig. 7-28a) che avverte con un suono o aziona un relè, quando l'acqua in un serbatoio raggiunge un determinato livello massimo prestabilito.

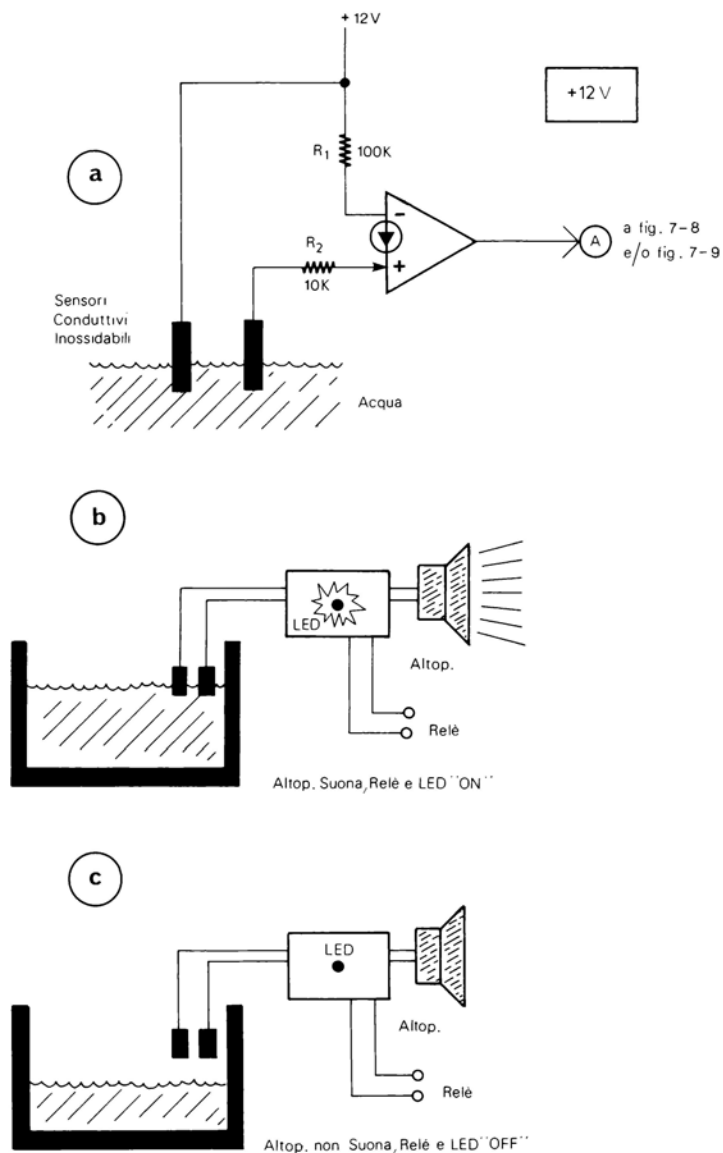



Figura 7-28

Il funzionamento pratico del circuito è visibile alle fig. 7-28b e 7-28c. I sensori vanno realizzati in materiale metallico preferibilmente inossidabile. Il dispositivo può essere utilizzato, oltre che con l'acqua, anche con altri liquidi non infiammabili e a bassa resistenza.

ALLARME DI MINIMO LIVELLO ACQUA

Anche quest'ultimo circuito generico di allarme (fig. 7-29a) serve per controllare il livello (minimo) dell'acqua; il funzionamento (fig. 7-29b/c) è inverso, quindi, a quello del circuito di fig. 7-28a.

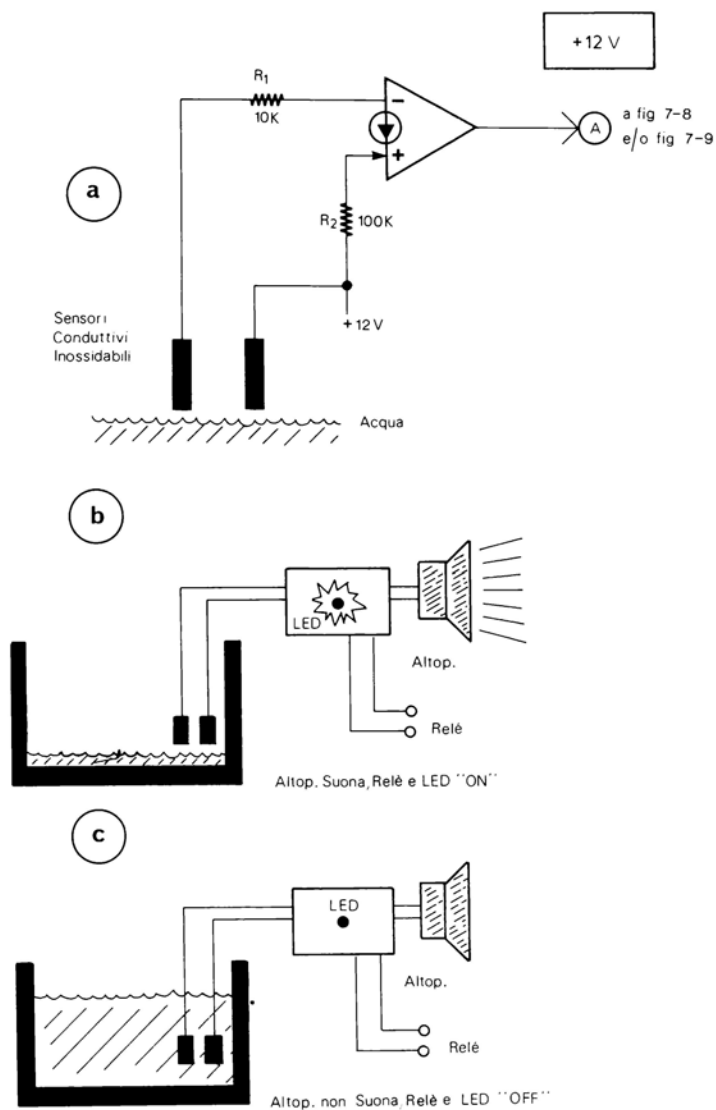



Figura 7-29

Questo secondo dispositivo, infatti, segnala quando l'acqua in un serbatoio si trova ad un livello troppo basso.

Come noterete, a differenza del caso precedente, i due sensori vanno posti in basso nel serbatoio all'altezza del livello minimo prestabilito.

VARIATORE A COMMUTAZIONE DELLA LUMINOSITÀ DI LAMPADINE

+ 12 V

La luminosità di una lampadina può essere regolata, per esempio, ponendo in serie ad essa un potenziometro di potenza che, però, non consente di ridurre l'assorbimento in proporzione alla luminosità ed in più costa molto.

Il variatore di luminosità di fig. 7-30 funziona a commutazione e consuma una corrente quasi proporzionale alla luminosità della lampadina.

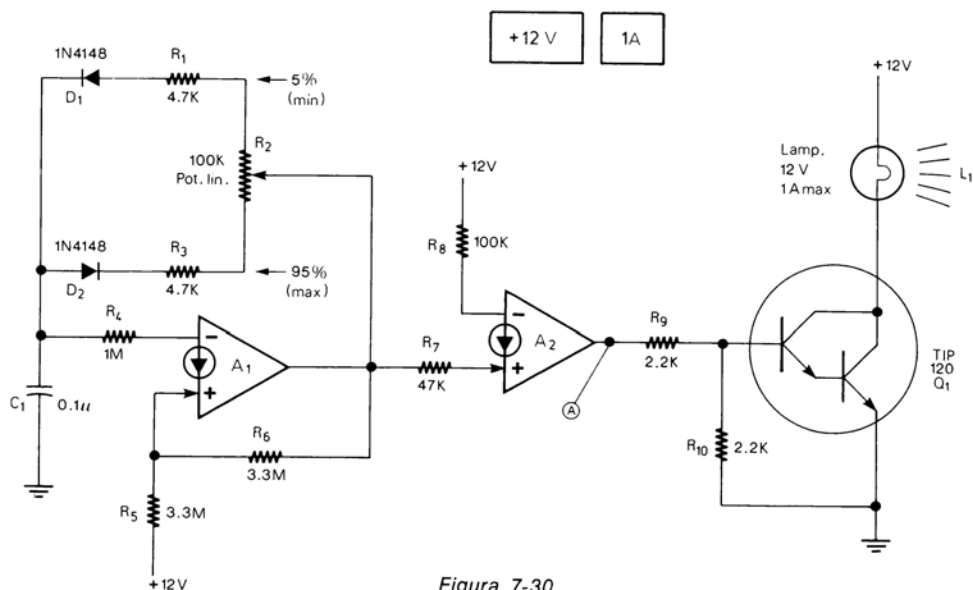



Figura 7-30

La parte fondamentale del circuito è costituita da un generatore di impulsi (vedere anche il par. 32 capitolo 2) che fornisce un'onda quadra con una frequenza pressochè stabile e con un «Duty Cycle» (che è il rapporto tra parte positiva e parte negativa dell'onda quadra) regolabile tra il 5% ed il 95%.

Come visibile in fig. 7-31, la lampadina, che sembra alimentata in continuità è in realtà alimentata e non alimentata ad alta velocità dall'onda quadra. La luminosità varia in proporzione al Duty Cycle che è regolabile con il potenziometro R_2.

Come si vede sempre in fig. 7-31, con un Duty Cycle del 5% la lampadina viene alimentata in media solo per una piccola parte del tempo, di conseguenza la luminosità è al minimo; come aumenta il tempo medio di alimentazione aumenta anche la luminosità.

La corrente di alimentazione dipende dall'assorbimento del carico. Oltre ad una lampadina può essere usato come carico anche un motore a corrente continua in modo da regolarne la velocità.

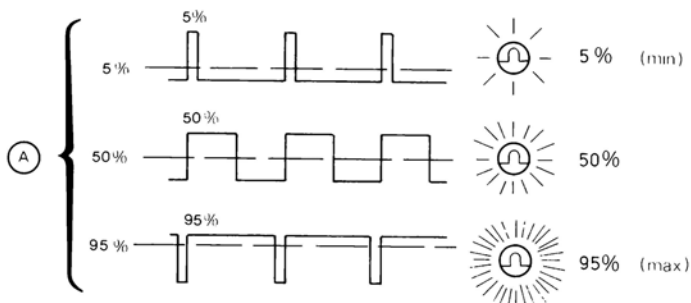



Figura 7-31

LED A CORRENTE COSTANTE

+ 10/36 V

Un LED può distruggersi se la corrente che lo attraversa supera il suo valore massimo.

Se un LED deve essere usato come indicatore in un circuito la cui tensione varia molto (per esempio un'alimentatore) si può utilizzare il LED a corrente costante di fig. 7-32.

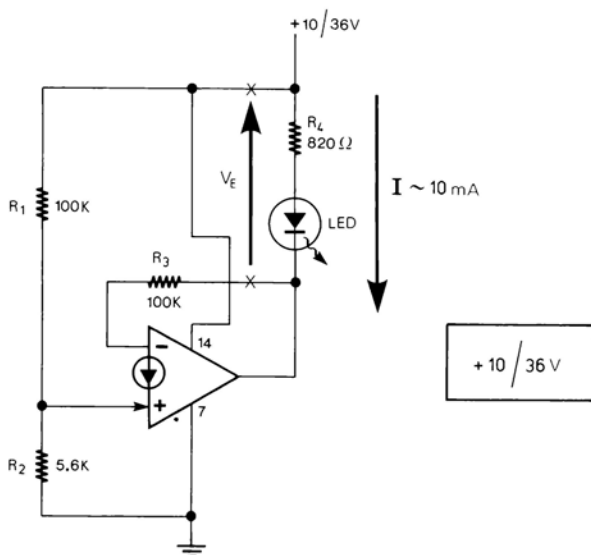



Figura 7-32

In tale circuito, infatti, anche variando l'alimentazione da 10 a 36 V, la tensione (V_E) ai capi di R_4 e del LED rimane a circa 10 V, per cui la corrente che passa nel LED è sempre di circa 10 mA.

Per realizzare questo LED a corrente costante si può usare uno dei quattro CDA di un LM3900 ed utilizzare diversamente i rimanenti tre.

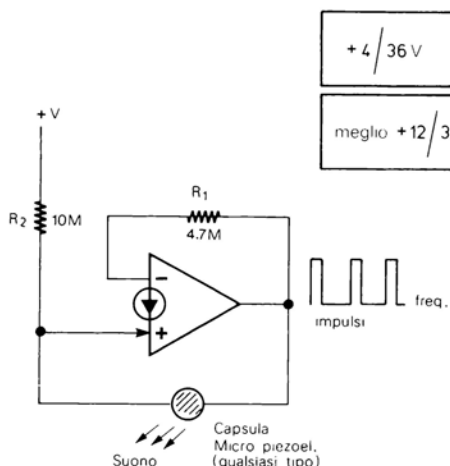



Tabella 7-3

+V	R_1	R_2	F
12 V	4.7M	10M	2–3KHz (secondo il micro usato)
15 V	2.2M	4.7M	2.5–3.5KHz

Figura 7-33

AVVISATORE ACUSTICO SEMPLIFICATO

+ 4/36 V

L'avvisatore acustico di fig. 7-33 è veramente uno dei più semplici che si possa realizzare. È composto, infatti, solo da due resistenze, un CDA ed una capsula microfonica piezoelettrica di qualsiasi tipo, utilizzata come trasduttore sonoro. Il suono emesso ha una frequenza compresa tra 2 e 4 kHz a seconda del valore di R_1 ed R_2, della tensione di alimentazione e del micro usato.

Nella tabella 7-3 sono indicati alcuni valori di R_1, R_2 e +V e le corrispondenti frequenze del suono.

Da prove effettuate è risultato preferibile utilizzare una tensione di alimentazione di + 12/30 V.

Sostituendo la capsula microfonica con un condensatore (fig. 7-34a) il circuito produce degli impulsi la cui frequenza è indicata nella tabella 7-4 assieme ai valori di R_1, R_2, C_1 e +V utilizzati.

Al nuovo circuito, con la frequenza modificata, può essere di nuovo aggiunta la capsula piezoelettrica (fig. 7-34b).

CIRCUITI LOGICI

Prefazione alla famiglia logica con CDA

Anche se esistono circuiti logici più veloci, una famiglia logica con CDA è ugualmente molto utile, nonostante la frequenza massima di funzionamento sia soltanto in-

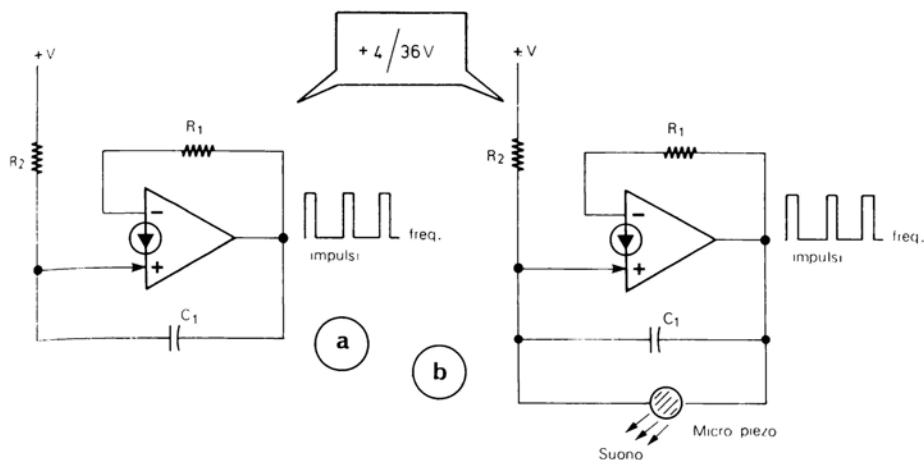



Tabella 7-4

R_1	R_2	C_1	+V	F circa con micro	F circa senza micro
4.7M	10M	0.001 µ	15 V	1.2KHz	1.6KHz
4.7M	10M	0.001 µ	30 V	2.2KHz	2.4KHZ
4.7M	10M	0.0047µ	15 V	550Hz	600Hz
4.7M	10M	0.01 µ	15 V	300Hz	300Hz

Figura 7-34

torno a 10 kHz (i circuiti logici con CDA di questo capitolo sono usati, per esempio, in vari circuiti pratici nei capitoli dal 4 all'11). I vantaggi principali dei CDA sono l'ampia tensione di alimentazione che va da 5 a 36 V e la possibilità di funzionare anche in circuiti lineari. Con queste caratteristiche i circuiti logici con CDA possono essere usati senza interfacce anche in apparati funzionanti, per esempio, a 24 V o a 30 V. L'intera famiglia logica con CDA va da fig. 7-35 a fig. 7-49 e comprende Porte, Flip Flop, Multivibratori monostabili, ecc.

Come in tutti i circuiti logici anche in questi, lo stato logico degli ingressi e delle uscite è indicato con «1» e «0».

Quando l'uscita si trova alla massima tensione (che è uguale alla tensione di alimentazione meno circa 1 V) è a «1», mentre quando si trova a 0 Volt è a «0». Un'ingresso, invece, è a «1» se è collegato a +V oppure all'uscita di un altro circuito logico che si trovi a «1», mentre è a «0» se è collegato a massa o all'uscita di un altro circuito logico che si trovi a «0».

Come si è detto la frequenza massima di funzionamento può raggiungere i 10 kHz, il miglior funzionamento, però, si ha fino a poco più di 1 kHz. Se si deve pilotare l'ingresso di uno di questi circuiti logici con degli impulsi, la loro larghezza deve essere almeno di 100-200 µs.

La tensione di alimentazione di tutti i circuiti deve essere compresa tra 5 e 36 V.

Nei circuiti non sono indicati i collegamenti di alimentazione, tenete presente, quindi, che i pin 14 di tutti gli LM3900 usati vanno a +V, mentre i pin 7 vanno a massa.

Per quanto riguarda la corrente di uscita potete vedere quanto detto in proposito nel capitolo 1. Comunque, molti dei circuiti (per esempio tutte le Porte) forniscono in uscita una corrente di circa 10 mA sia verso +V che verso massa, per cui sono in grado di pilotare direttamente un LED o un transistore che azioni carichi maggiori come, per esempio, un relè (se usate un LED non dirnenticate di porre in serie ad esso una resistenza limitatrice di corrente).

L'impedenza di ingresso varia da circuito a circuito ed è, comunque, sempre relativamente elevata (per esempio 100 kΩ nell'invertitore di fig. 7-36) per cui un'uscita può pilotare diversi ingressi.

Gli ingressi *non* vanno lasciati aperti ma vanno sempre collegati a «1» o a «0».

A causa del basso tempo di salita e di discesa (Slew Rate) dei CDA, le uscite di questi circuiti logici NON VANNO COLLEGATE DIRETTAMENTE agli ingressi di circuiti di famiglie logiche più veloci quali TTL o CMOS, perchè la differente velocità può causare dei falsi impulsi; bisogna, invece, interporre tra l'uscita del CDA e l'ingresso della logica veloce, il circuito esposto al par. 65 del capitolo 2 o meglio ancora un trigger di Schmitt TTL o CMOS (non CDA).

Un'uscita TTL o CMOS può essere, invece, collegata direttamente all'ingresso di un circuito logico con CDA purchè le tensioni dei livelli logici «1» e «0» siano compatibili.

I circuiti logici possono essere realizzati come moduli (vale a dire con un LM3900 si fanno 4 NOR, con un altro si fanno 2 Flip Flop, ecc.) oppure i vari circuiti possono essere mischiati secondo le necessità (per esempio si usa un LM3900 per fare un Flip Flop, un AND ed un OR), o, infine, si possono raggruppare insieme circuiti logici e lineari (per esempio si usa un LM3900 per fare un'amplificatore, due comparatori ed un NOR), e questo è un altro vantaggio dei CDA che compensa la loro velocità non elevata.

Oltre ai circuiti logici esposti in questo capitolo potete trovarne altri ai par. 63, 64, 65, 66 del capitolo 2. Vi sono, inoltre, degli oscillatori ad onda quadra e dei generatori di impulsi ai par. 31, 32, 33, 34 sempre del capitolo 2.

IN	OUT
1	1
0	0

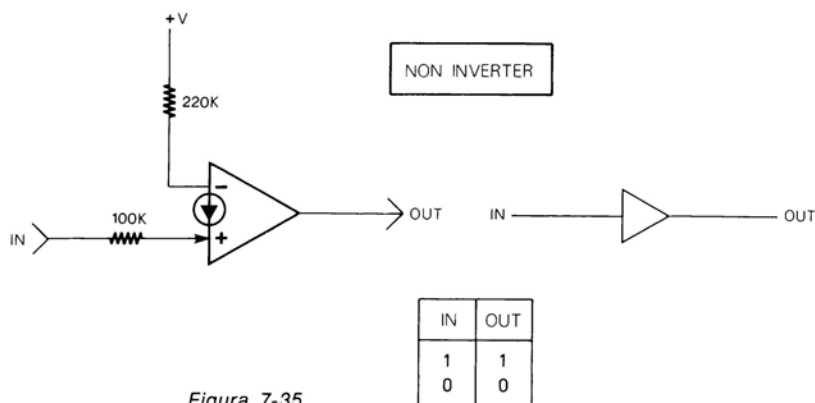



Figura 7-35

NON INVERTER

Il circuito logico «NON INVERTER» riporta in uscita lo stesso stato logico di ingresso. Se l'ingresso è a «1» l'uscita è a «1», se l'ingresso è a «0» anche l'uscita è a «0».

Il circuito può essere utilizzato, per esempio, per pilotare un LED senza invertire lo stato logico.

Il circuito, il simbolo e la tabella della verità del NON INVERTER, sono in fig. 7-35.

IN	OUT
1	0
0	1

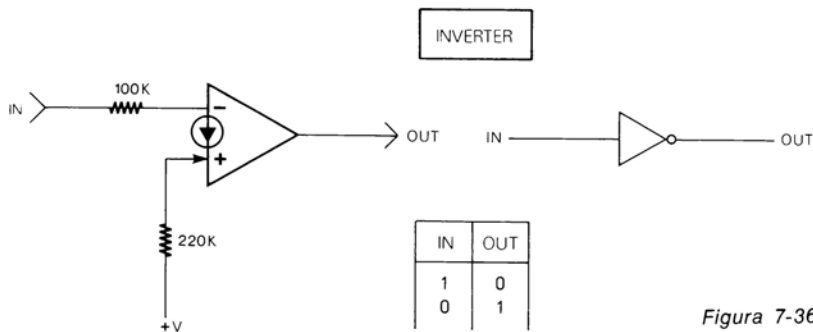



Figura 7-36

INVERTER

Il circuito «INVERTER» fornisce in uscita uno stato logico inverso a quello di ingresso, perciò, se l'ingresso è a «1» l'uscita è a «0» e viceversa.

La funzione di inversione logica è molto importante ed è anche la base di altri circuiti logici (NAND, NOR).

Il circuito, il simbolo e la tabella della verità sono in fig. 7-36, notate nel simbolo il cerchietto che indica la funzione di inversione.

A	B	OUT
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

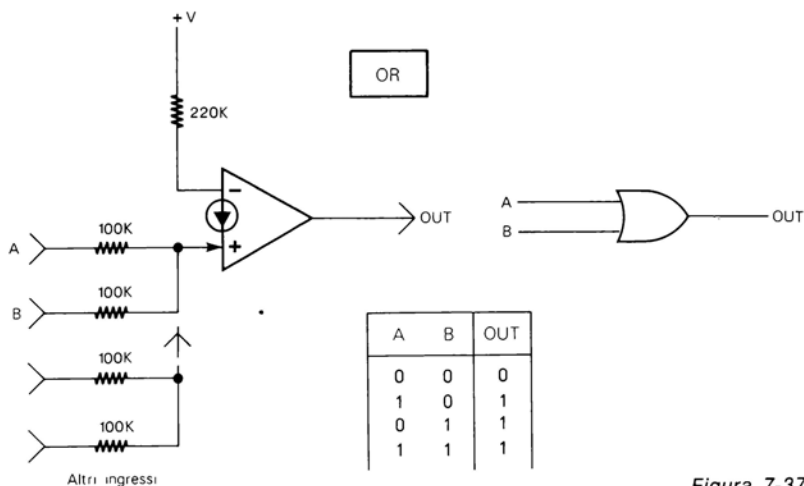



Figura 7-37

OR

L'uscita di un circuito «OR» è a «0» solo quando tutti gli ingressi sono a «0», mentre se uno o più ingressi (che possono essere più di due) sono a «1» l'uscita è a «1».

Lo schema, il simbolo e la tabella della verità dell'OR sono in fig. 7-37, l'OR è di tipo a due ingressi ma come potete notare dal circuito, possono essere aggiunti vari altri ingressi collegando una resistenza da 100 kΩ, per ogni ingresso aggiunto; il funzionamento rimane lo stesso già spiegato (l'uscita è a «0» solo se tutti gli ingressi sono a «0»).

NOR

Il «NOR» è simile all'OR appena spiegato tranne che l'uscita risulta invertita, vale a dire quando tutti gli ingressi sono a «0» l'uscita è a «1» (invece che a «0» come nell'OR). Naturalmente se uno o più ingressi sono a «1» l'uscita va a «0». Il NOR funziona, perciò, come un OR con in serie un INVERTER ma utilizza un solo CDA.

Come visibile nel circuito di fig. 7-38, anche al NOR possono essere aggiunti altri ingressi aggiungendo delle resistenze da 100 kΩ. Sempre in fig. 7-38 (che comprende anche la tabella della verità) potete notare all'uscita del simbolo il cerchietto che indica la funzione di inversione in uscita.

A	B	OUT
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

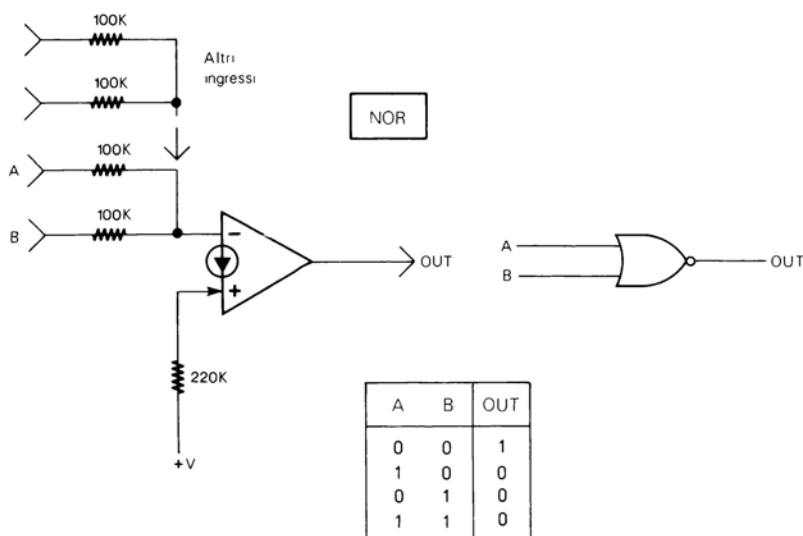



Figura 7-38

AND

Questo circuito logico ha un funzionamento diverso dai precedenti. L'uscita di un AND, infatti, è a «1» quando tutti gli ingressi sono a «1». Se uno o entrambi gli ingressi sono a «0» anche l'uscita è a «0».

Il circuito, il simbolo e la tabella della verità sono in fig. 7-39. Le tre resistenze di ingresso (68 K, 68 K, e 150 K) non vanno cambiate e devono essere collegate come indicato. Notate anche il simbolo dell'AND che è diverso dai precedenti. All'AND non possono essere aggiunti molti altri ingressi semplicemente aggiungendo delle resistenze di ingresso come nel caso dell'OR e del NOR. In fig. 7-40 viene dato, perciò, anche un AND a tre ingressi assieme al relativo simbolo.

Il funzionamento dell'AND a tre ingressi è, naturalmente, lo stesso di quello a due (l'uscita è a «1» solo se tutti gli ingressi sono a «1»).

A	B	OUT
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

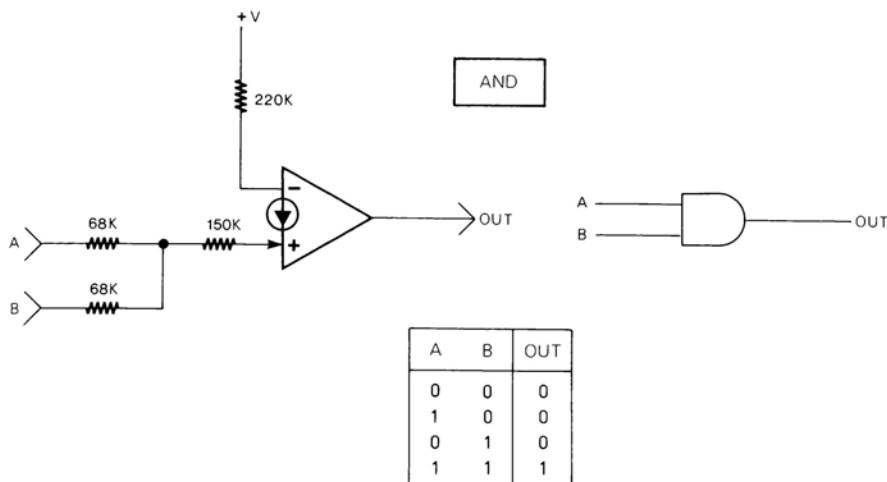
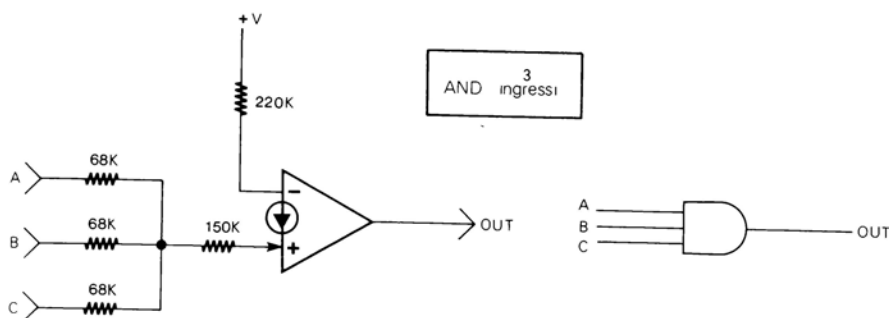



Figura 7-39

Figura 7-40

NAND

Il «NAND» ha un funzionamento inverso rispetto all'AND appena visto. Infatti, quando tutti gli ingressi sono a «1» l'uscita è a «0», ma se uno qualsiasi degli ingressi è a «0» l'uscita si trova a «1».

Poichè il circuito del NAND (che è in fig. 7-41 assieme al simbolo e alla tabella) pone le stesse difficoltà già dette a proposito dell'AND (che ha uno schema simile) nel caso si voglia aumentare il numero degli ingressi, in fig. 7-42 viene dato anche il circuito e il simbolo di un NAND a tre ingressi.

A	B	OUT
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

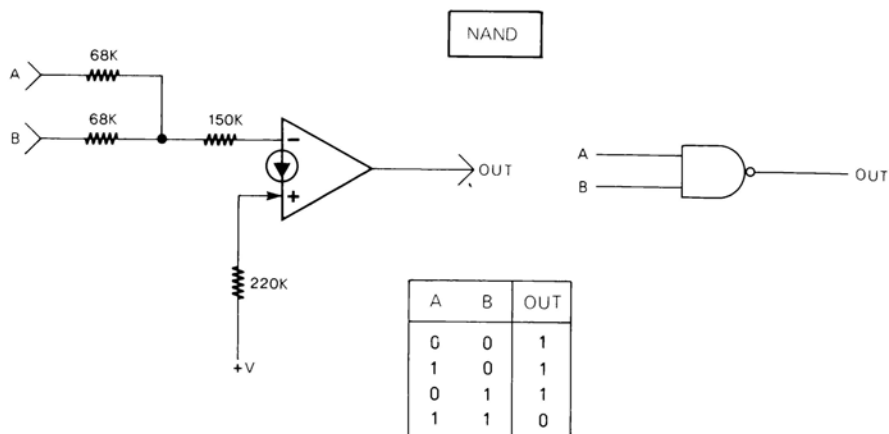
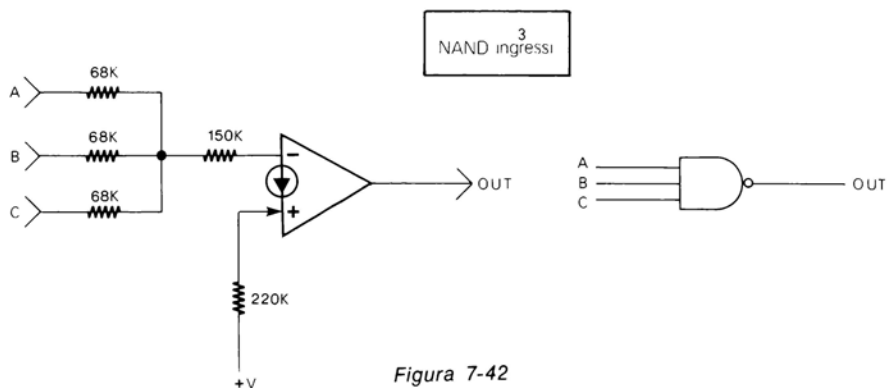



Figura 7-41

Figura 7-42

EX-OR

Per realizzare un circuito logico di tipo OR Esclusivo (EX-OR) a due ingressi, occorrono due CDA, come visibile nello schema di fig. 7-43.

L'EX-OR dà un uscita «0» quando gli ingressi sono a uguale stato, mentre dà un'uscita «1» quando gli ingressi sono a stati diversi come potete osservare nella tabella della verità che si trova anch'essa in fig. 7-43.

Nella stessa figura notate anche il simbolo che è simile (ma non uguale) a quello dell'OR.

A	B	OUT
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	0

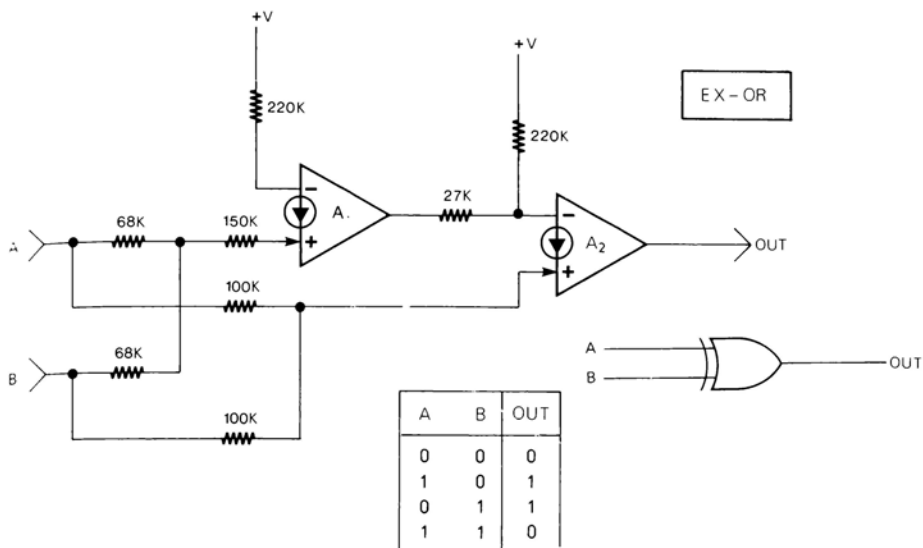



Figura 7-43

EX-NOR

Il NOR Esclusivo (EX-NOR) che è l'ultimo delle Porte di questa famiglia logica, ha un funzionamento inverso all'EX-OR, vale a dire l'uscita è a «1» quando gli ingressi sono a uguale stato, mentre è a «0» quando gli ingressi sono a stati diversi.

Anche il circuito dell'EX-NOR è differente. Lo schema, il simbolo e la tabella della verità sono in fig. 7-44.

A	B	OUT
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	1

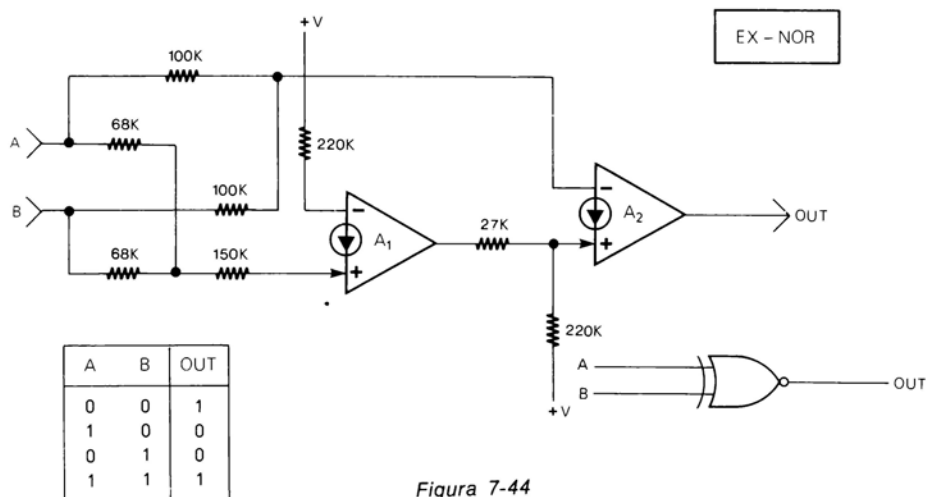
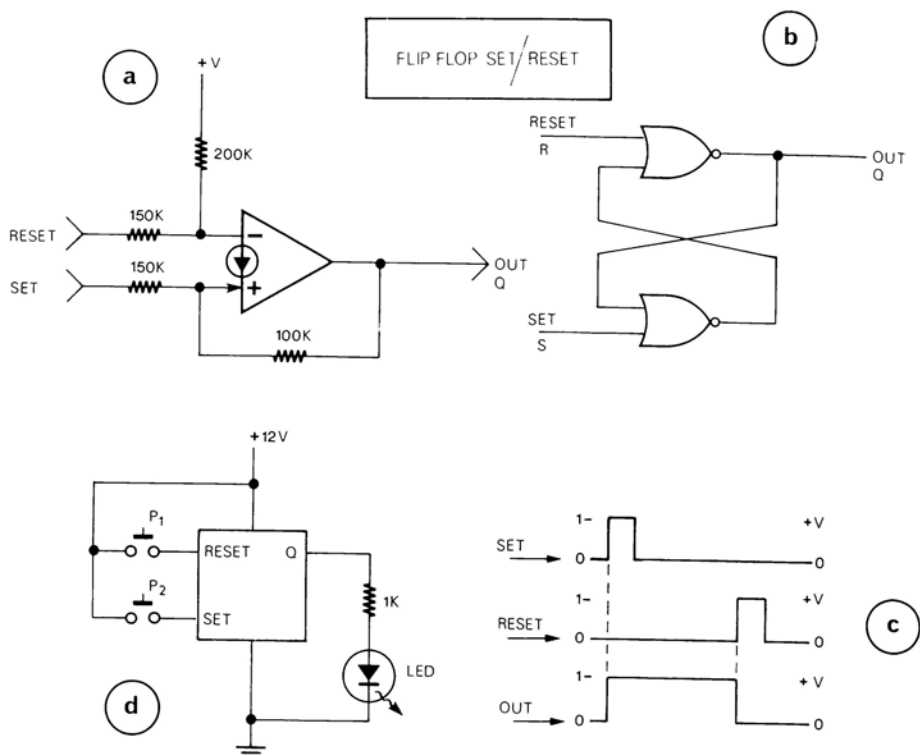



Figura 7-44

Figura 7-45

FLIP FLOP SET/RESET

Del Flip Flop Set/Reset (S/R), o multivibratore bistabile, si è già parlato nel par. 64 del capitolo 2 a proposito dei circuiti logici (nello stesso paragrafo è spiegato inoltre un Flip Flop S/R a due uscite con due CDA ed anche una versione dello stesso con sensori al tocco).

Lo schema viene ripetuto in fig. 7-45a e corrisponde come funzionamento al circuito con NOR di fig. 7-45b.

Il funzionamento è schematizzato in fig. 7-45c. Come si vede un'impulso positivo all'ingresso SET fa andare l'uscita (Q) ad «1»; per fare ritornare l'uscita a «0» occorre inviare un secondo impulso positivo ma all'ingresso Reset. Quanto detto può essere verificato in pratica realizzando il circuito di fig. 7-45d, premendo P_1 il LED si spegne, premendo P_2 il LED si accende.

FLIP FLOP

Lo schema del Flip Flop è in fig. 7-46a e dispone di due uscite complementari (Q e $\overline{Q}$).

Ad ogni impulso di ingresso (più esattamente ogni volta che l'ingresso passa da «0» a «1») le uscite cambiano di stato. Se al primo impulso Q va a «1» e $\overline{Q}$ scende a «0», al secondo Q ritorna a «0» e $\overline{Q}$ va a «1» e così via.

Il risultato è che il Flip Flop divide per due la frequenza di ingresso, frequenza che può avere un valore compreso tra meno di 0.1 Hz e circa 10 kHz (il funzionamento migliore lo si ha, comunque, con frequenze di ingresso inferiori a 2 kHz). Il funzionamento del Flip Flop è in fig. 7-46b, come si nota quando l'ingresso «Reset» è a «0» il Flip Flop ha il funzionamento già descritto, mentre quando l'ingresso Reset è a «1» Q è bloccato a «0» e $\overline{Q}$ a «1». Se non serve, l'ingresso Reset può essere eliminato togliendo le due resistenze da 82 kΩ.

Il simbolo utilizzato per il Flip Flop è in fig. 7-46c.

Per un buon funzionamento del Flip Flop è bene non collegare alle uscite carichi eccessivi.

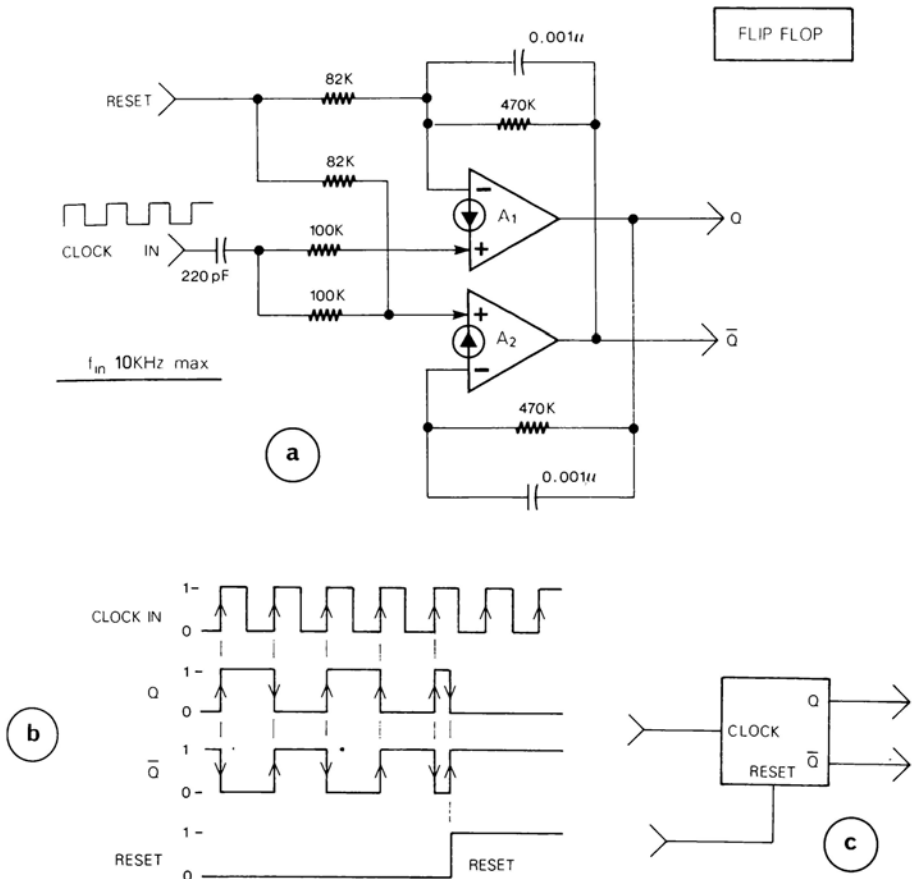



Figura 7-46

TRIGGER DI SCHMITT

Il trigger di Schmitt è spesso utilizzato nei circuiti logici assieme ad altri componenti per formare un'oscillatore, oppure da solo per squadrare segnali non perfettamente quadri.

Il trigger di Schmitt di fig. 7-47a è di tipo invertente.

L'uscita va a «0» quando l'ingresso oltrepassa la tensione V_{HL} (che con i valori indicati è circa uguale ai 2/3 di +V), mentre ritorna a «1» quando l'ingresso scende al di sotto di V_{LH} (che è circa uguale a 1/3 di +V).

Le caratteristiche ed il funzionamento dei triggers di Schmitt sono esposti più ampiamente al par. 61 del capitolo 2.

Il simbolo del trigger di Schmitt è in fig. 7-47b ed è simile al simbolo dell'invertitore.

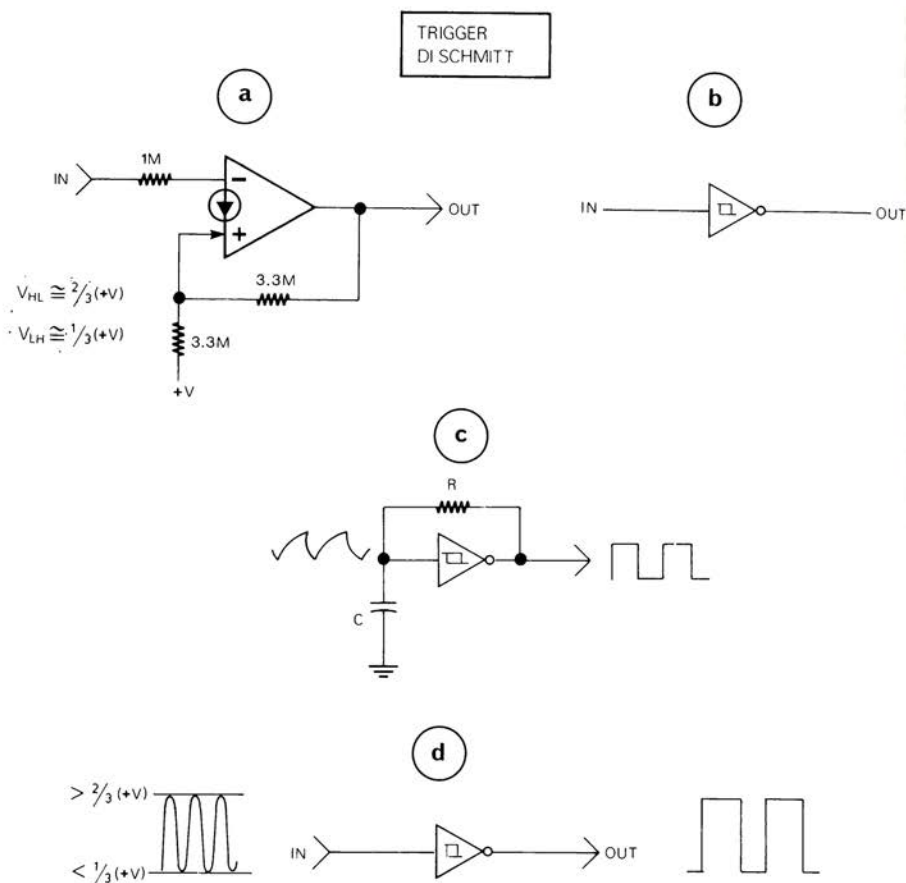



Figura 7-47

Con l'aggiunta di una resistenza e di un condensatore il trigger diventa, come si è detto, un'oscillatore ad onda quadra, lo schema è in fig. 7-47c.

Con R di 33 kΩ e C di 0.01 μF la frequenza è di circa 2 kHz.

Infine, la fig. 7-47d mostra l'uso del trigger di Schmitt come squadratore; le tensioni massime e minime del segnale di ingresso devono, rispettivamente, essere al di sopra dei 2/3 e al di sotto di 1/3 di +V. Eventualmente il segnale da collegare all'ingresso può essere amplificato.

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE
(impulso negativo)

Come si è spiegato al par. 66 del capitolo 2, un multivibratore monostabile riceve un'impulso in ingresso e fornisce in uscita un'impulso la cui durata può essere stabilita dimensionando il valore di una resistenza e di un condensatore.

Il multivibratore va utilizzato per tempi brevi, per tempi più lunghi si può utilizzare uno dei temporizzatori esposti al par. 67 del capitolo 2.

Il primo dei due multivibratori di questo capitolo (fig. 7-48a) fornisce in uscita un'impulso negativo.

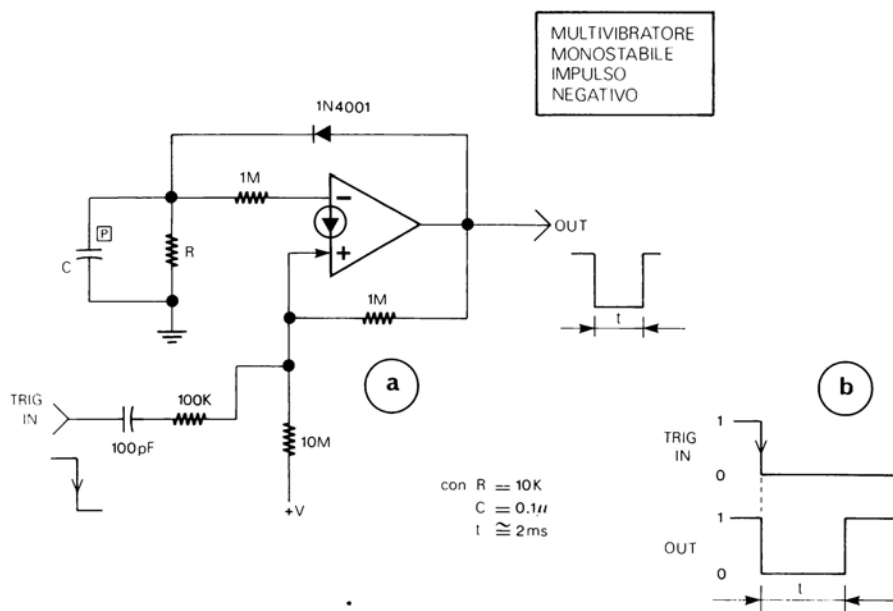



Figura 7-48

Come si vede dal funzionamento schematizzato in fig. 7-48b, quando l'ingresso (TRIG. IN) passa da «1» a «0» l'uscita, che è sempre a «1», passa a «0» per un tempo (t) che dipende dal valore di R e C.

La formula per calcolare t a partire da R e C è la seguente:

$$t \cong 2\ RC \tag{7-1}$$

C (che per maggiore precisione è preferibile sia al poliestere o altro tipo al 5%) può essere compreso tra 0.001 µF e 10 µF; R, invece, è preferibile sia compresa tra 1 kΩ e 100 kΩ. Il migliore funzionamento si ha con impulsi di uscita di larghezza maggiore di 100 µs.

Oltre a questo e al prossimo Multivibratore Monostabile, altre due versioni sono al par. 66 del capitolo 2.

MULTIVIBRATORE MONOSTABILE
(impulso positivo)

Ultimo circuito di questa famiglia logica è il Multivibratore Monostabile con impulso di uscita positivo di fig. 7-49a.

Sia lo schema che il funzionamento sono differenti dal circuito visto in precedenza.

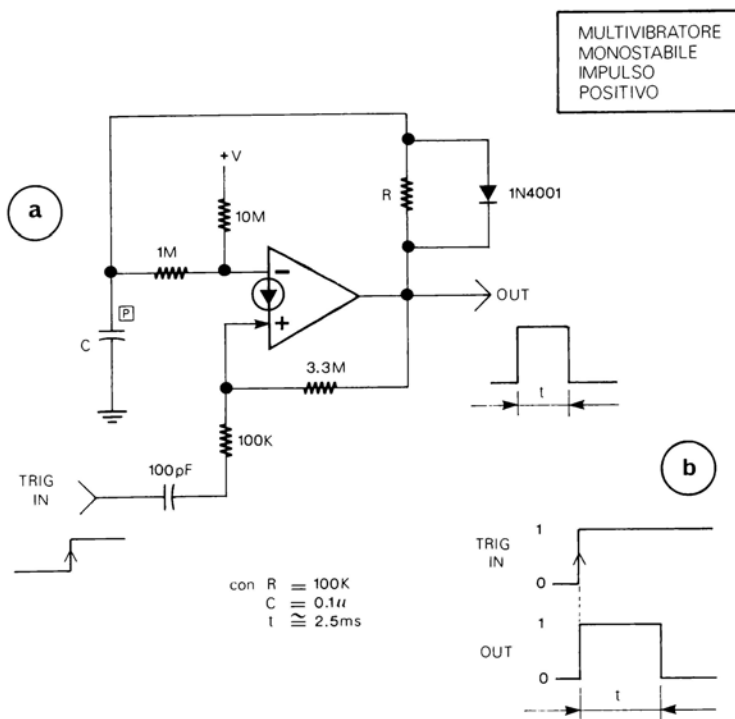



Figura 7-49

Il funzionamento è schematizzato in fig. 7-49b. Come si vede in questo secondo tipo di monostabile, quando l'ingresso (TRIG. IN) passa da «0» a «1» l'uscita, che è

sempre a «0», passa a «1» per un tempo (t) che dipende dal valore di R e C e che può essere calcolato con la formula:

$$t \cong 0.25\ RC \qquad (7\text{-}2)$$

Anche in questo circuito C può essere compreso tra 0.001 μF e 10 μF, R, invece, è preferibile sia compresa tra 10 kΩ e 1 MΩ. Il miglior funzionamento si ha con impulsi di uscita maggiori di 100 μs.

PULSANTE SENZA RIMBALZI PER CIRCUITI LOGICI CON CDA

+ 5/36 V

Per quanto i circuiti logici con CDA siano relativamente lenti, non è ugualmente possibile collegare direttamente un pulsante ad un'ingresso logico perchè, quando il pulsante viene premuto o rilasciato una sola volta, i contatti rimbalzano producendo più di un'impulso.

Per pilotare, quindi, circuiti logici con CDA, di qualsiasi tipo, occorre utilizzare il pulsante senza rimbalzi di fig. 7-50a, che è basato sul Flip Flop S/R già spiegato in precedenza (fig. 7-45), con l'aggiunta di un secondo CDA per disporre di un'uscita complementare.

Per questo circuito occorre un pulsante come quello schematizzato in fig. 7-50b, pulsante che dispone di contatti normalmente chiusi (A e B) e di contatti normalmente aperti (C e D); premendolo si aprono i contatti A e B e si chiudono i contatti C e D.

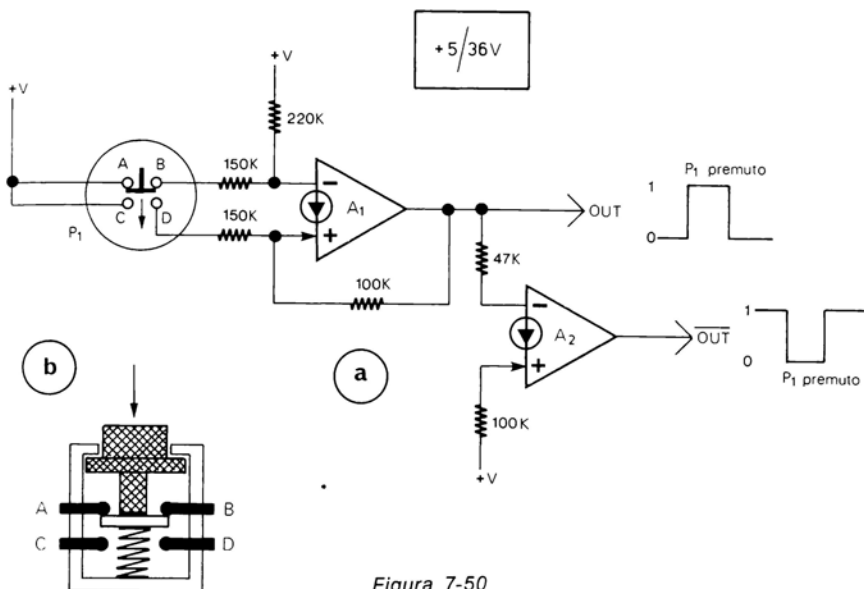



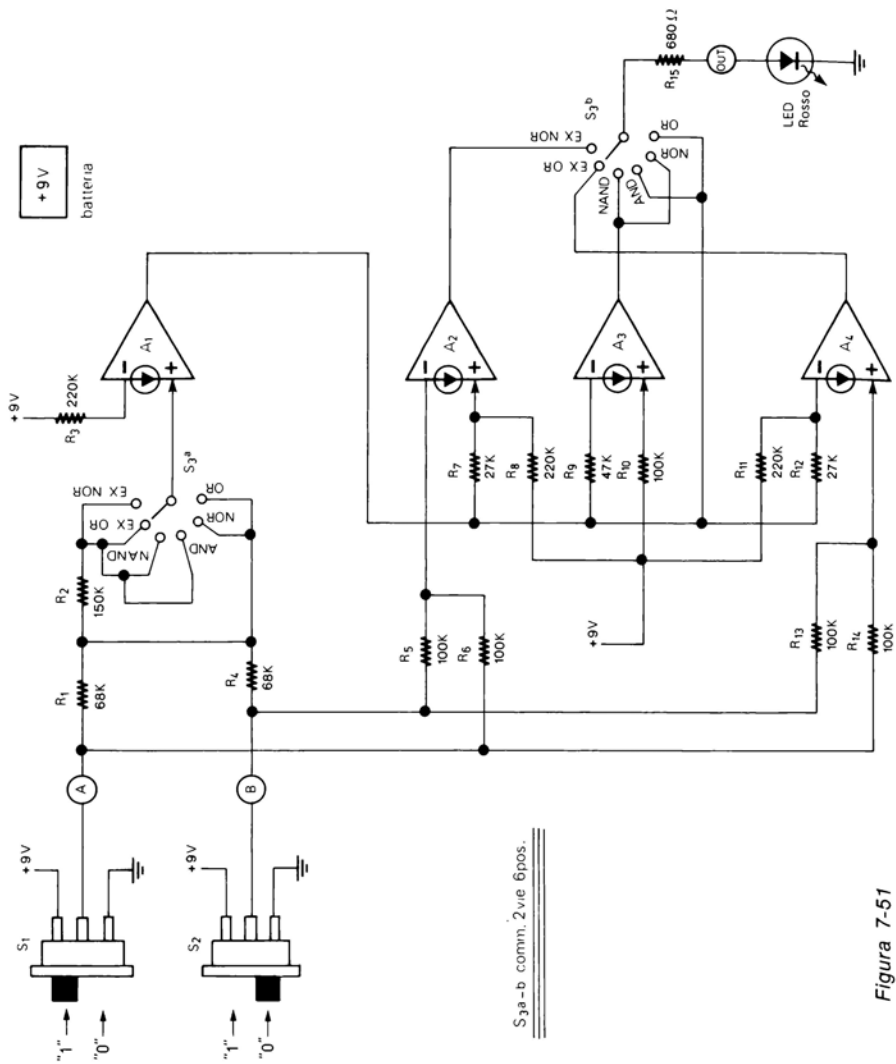
Figura 7-50

Questo pulsante senza rimbalzi è adatto solo per i circuiti logici con CDA e non per i TTL o i CMOS.

S1
+9V
"1"
"0"
A
S2
+9V
"1"
"0"
B
R1
68K
R2
150K
NAND
EX OR
EX NOR
AND
NOR
OR
S3a
R4
68K
+9V
R3
220K
A1
+9V
batteria
R5
100K
R6
100K
A2
R7
27K
R8
220K
R9
47K
R10
100K
+9V
A3
EX OR
EX NOR
S3b
NAND
AND
NOR
OR
R15
680 Ω
OUT
LED
Rosso
R11
220K
R12
27K
R13
100K
R14
100K
A4
S3a-b comm. 2 vie 6pos.

Figura 7-51

SIMULATORE LOGICO

+ 9 V

Il simulatore logico di fig. 7-51 può essere realizzato a scopo didattico per conoscere il funzionamento delle Porte logiche (OR NOR AND NAND EX-OR EX-NOR) già viste nei precedenti paragrafi (da fig. 7-37 a fig. 7-44). Lo schema (fig. 7-51) non ripete tutti e sei i circuiti logici (il che avrebbe richiesto 8 CDA), ma ne simula il funzionamento.

I sei circuiti simulanti sono tutti a due ingressi (A e B) che possono essere posti a «1» o a «0» tramite gli interruttori a slitta S_1 e S_2.

La Porta che si vuole provare può essere scelta tramite il commutatore S_3 a 2 vie 6 posizioni.

Lo stato logico di uscita della Porta prescelta viene indicato dal LED rosso, quando il LED è acceso l'uscita è a «1», quando è spento l'uscita è a «0». Per le tabelle della verità e i simboli delle Porte, vedere le figure da 7-37 a 7-44.

Il simulatore logico può essere realizzato in pratica come in fig. 7-52. Nel realizzare il circuito è importante collegare esattamente le varie resistenze e i CDA nel modo indicato.

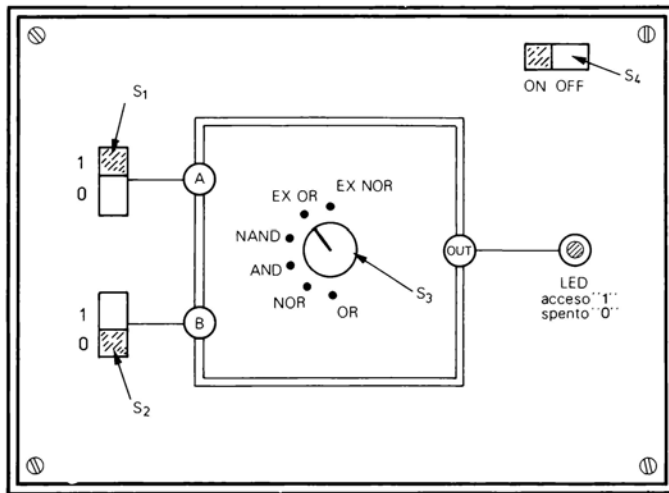



Figura 7-52

TRIGGER CONTAPEZZI FOTOELETTRICO

+ 12 V

Per contare i pezzi che passano, ad esempio, su un nastro trasportatore, può essere utile il circuito contapezzi fotoelettrico di fig. 7-53.

Il sensore è costituito da una fotocellula (LDR) che riceve luce da una lampadina a 12 V. Quando un pezzo passa davanti alla lampadina, l'LDR non riceve luce, l'uscita del trigger di Schmitt (A_1) sale alla massima tensione, mentre l'uscita di A_2 scende a 0, il LED rosso si accende ed all'uscita del transistore è presente una tensione di 4 V che può pilotare l'ingresso di un contatore TTL.

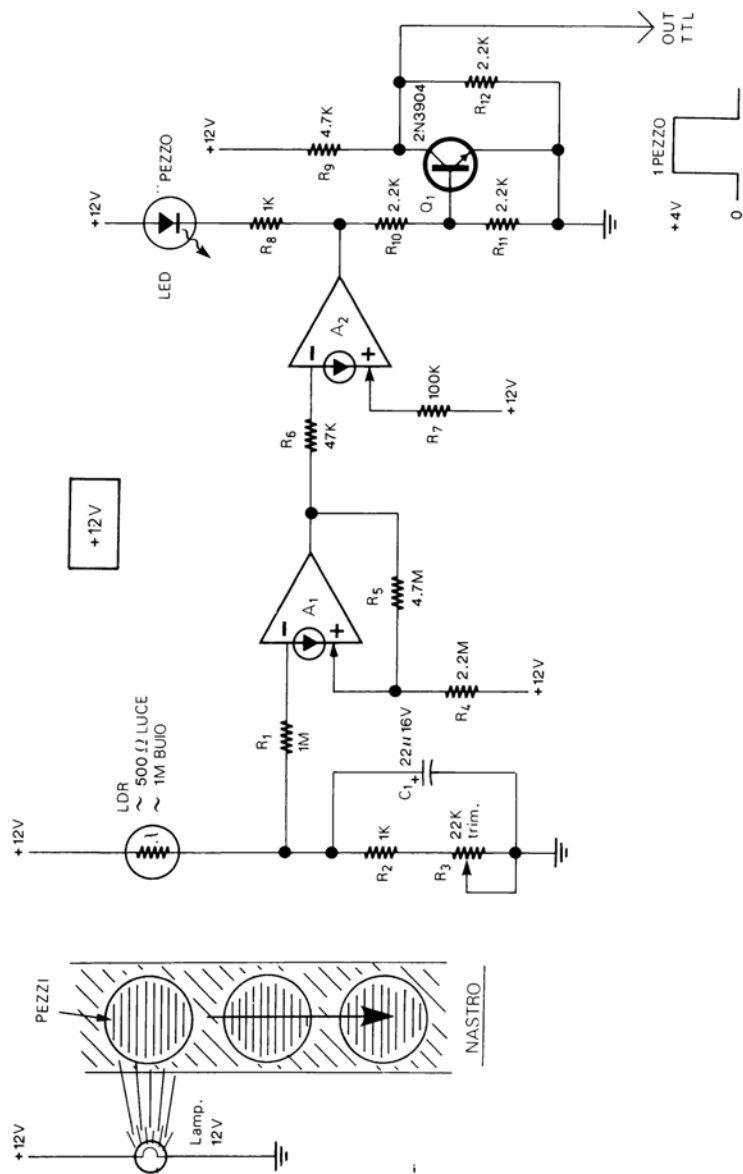



Figura 7-53

Naturalmente i pezzi da contare devono essere opachi e non devono avere dei buchi o delle fessure che possano falsare il conteggio.

Come si è spiegato al par. 65 del capitolo 2, il transistore Q_1 serve per rendere più rapidi i tempi di salita e di discesa della tensione di uscita in modo che il circuito possa essere collegato ad un'ingresso logico TTL che è più veloce.

L'LDR deve avere una bassa resistenza in luce (200-1000 ohm).

Il contapezzi può essere realizzato come in fig. 7-54. La lampadina e la LDR vanno schermate in modo che il circuito non sia influenzato dalla eventuale luce esterna.

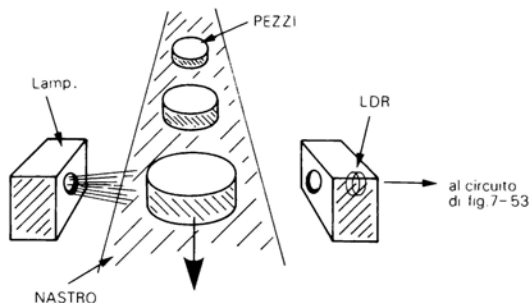



Figura 7-54

La velocità di passaggio dei pezzi non deve essere superiore a un pezzo ogni 2 secondi.

La taratura va effettuata regolando il trimmer R_3 in modo che il LED rosso sia spento in mancanza del pezzo e sia acceso con il pezzo interposto tra la lampadina e la LDR.

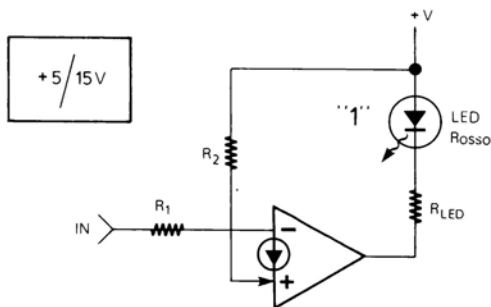



Figura 7-55

Tabella 7-5

Logica +V	VT	R_1	R_2	RLED
TTL 5V	2.5V	100K	270K	330Ω
CMOS 5–9V	70% (+V)	100K	150K	330Ω
CMOS 9–15V	70% (+V)	100K	150K	680Ω

RIVELATORE DI «1» LOGICO TTL E CMOS

+ 5/15 V

Il rivelatore di «1» logico (fig. 7-55) è in sostanza un comparatore che fa accendere un LED rosso quando l'ingresso IN (che è collegato in un punto qualsiasi di un circuito logico TTL o CMOS) si trova al livello logico «1».

Il rivelatore può essere utilizzato sia in circuiti TTL che CMOS. Nella tabella 7-5 sono indicati i valori di R_1, R_2, R_{LED} a seconda della tensione di alimentazione e del tipo di logica al quale è collegato il rivelatore.

Notate che la tensione di soglia (V_T) alla quale il LED si accende, è differente tra TTL e CMOS. Infatti una uscita TTL può essere considerata a «1» quando si trova ad una tensione (2.5 V) superiore alla metà di +V (che per i TTL è di 5 V), mentre un'uscita CMOS può essere considerata a «1» quando si trova ad una tensione superiore al 70% di +V (che per i CMOS può essere di 3/15 V).

Il rivelatore di «1» logico può funzionare con frequenze di ingresso fino a circa 100 kHz.

CAPITOLO 8

CIRCUITI PER CASA E AUTO

Questo capitolo tratta dei circuiti per l'uso in automobili e in casa. Alcuni dei circuiti di questo capitolo sono: un'avvisatore di velocità eccessiva per automobili, alcuni comandi automatici per gli indicatori di direzione, le luci di posizione e il tergicristallo; tra i circuiti per la casa in particolare vi sono: dei campanelli per la porta d'ingresso, un'allarme di temperatura per il congelatore ed un dispositivo antiallagamento.

Anche negli altri capitoli è possibile trovare dei circuiti che possono essere utili in casa o nell'auto. Per esempio al 7 capitolo vi sono telecomandi luminosi e su filo, un'interruttore crepuscolare, circuiti per il controllo livello dell'acqua, avvisatori di temperatura troppo bassa o troppo alta, relè al tocco, un'avvisatore di tensione bassa per la batteria dell'automobile (fig. 7-22), ecc.; al capitolo 9, invece, è possibile trovare vari tipi di antifurti e sirene. I circuiti da fig. 8-1 a fig. 8-10 possono essere applicati ad automobili con il negativo a massa.

CIRCUITI PER AUTO

ALLARME DI VELOCITÀ PER AUTOMOBILI

+ 12 V

Guidando, può capitare di distrarsi e di accelerare dimenticandosi dei limiti di velocità con il rischio di prendersi una grossa multa.

Se si applica all'automobile il circuito di fig. 8-1 è possibile essere avvertiti con un suono quando si oltrepassa il limite di velocità. Il circuito deriva con alcune modifiche da uno schema National.

L'ingresso del circuito avvisatore di velocità va collegato alle puntine dello spinterogeno. Gli impulsi provenienti dalle puntine vengono trasformati da A_2 in una tensione continua proporzionale al numero degli impulsi stessi. La tensione di uscita di A_2 viene paragonata dal comparatore A_3 con la tensione di riferimento fornita dallo Zener da 6.8 V.

Se l'automobile supera la velocità stabilita, il motore gira più velocemente e lo spinterogeno fornisce, naturalmente, un numero di impulsi più elevato; a questo punto la tensione di uscita di A_2 supera la tensione di riferimento e il LED rosso, che indica la velocità eccessiva, si accende; contemporaneamente l'oscillatore (A_4) fornisce un suono che avverte il guidatore.

La velocità può essere stabilita tramite il trimmer R_7 su 80-120 kmh. La velocità scelta può essere il limite, per esempio, su autostrade. Utilizzando un potenziometro al posto di R_7 la velocità limite può essere stabilita di volta in volta a seconda della strada che si percorre.

Per la taratura bisogna farsi aiutare da una seconda persona per non distrarsi durante la guida. La taratura stessa va effettuata come segue: si stabilisce la velocità

+12V
TRIMMER
"VELOCITÀ"
R7
100K
trim.
R6
4.7K
P
10μ
C3
R4
100K
1N4148
D2
A2
0.022μ
R5
A1
Alle
Puntine
Spinterogeno
R1
1N4148
R2
4.7K
D1
4.7K
C2
2.2K
R3
10K
0.022μ
C1
R8
100K
1N4001
D4
Altop.
8Ω
200mW
+12V
R9
10M
R12
2.2K
+12V
A3
R14
R10
R11
10M
470Ω
200K
1N4148
D3
500Hz
A4
R13
1K
10μ16V
C4
Zener 1N754
6.8V 1/2W
R19
100Ω
VELOCITÀ
ECCESSIVA
LED
R15
3.3M
R16
56K
R17
2.2K
Q1
2N3904
R18
2.2K
C5
0.01μ

Figura 8-1

alla quale si vuole regolare l'avvisatore, quindi si fa andare l'automobile a tale velocità limite (e con la marcia più elevata) per un breve periodo e durante tale periodo la seconda persona deve regolare il trimmer R_7 nel punto esatto nel quale il LED passa da spento ad acceso e l'altoparlante emette il suono di allarme.

Poichè il funzionamento dell'avvisatore è basato sui giri del motore, è logico pensare che l'avvisatore possa suonare anche ad una velocità più bassa se si trova innestata una marcia inferiore alla 4ª (o alla 5ª), ma è anche vero che è ben difficile che si guidi in autostrada a velocità intorno ai 100 kmh tenendo innestata la 2ª o la 3ª marcia.

L'avvisatore di velocità può essere utilizzato su auto da 4 a 8 cilindri 4 tempi, con un numero di giri massimo superiore a 6000 g/m.

La tensione di alimentazione dell'avvisatore (che è di 12 V) va prelevata in un punto del circuito elettrico dell'auto dove tale tensione sia presente solo quando l'auto è in moto (uno di questi punti può essere ai contatti dell'interruttore di accensione che fornisce corrente solo quando la chiave di accensione è girata). In serie all'alimentazione può essere collegato un'interruttore di esclusione (fig. 8-2).

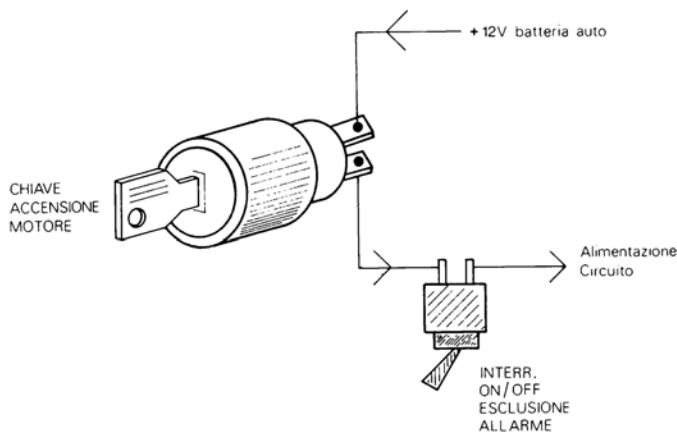



Figura 8-2

LAMPEGGIATORE DI EMERGENZA

+ 12 V

Se bisogna fermarsi di notte perchè l'automobile ha un guasto, si può segnalare più efficacemente la propria presenza agli altri automobilisti facendo lampeggiare contemporaneamente i due indicatori di direzione.

L'accesione contemporanea dei due indicatori di direzione può essere ottenuta applicando all'autovettura il semplice dispositivo di fig. 8-3. Si tratta in sostanza di un'oscillatore ad onda quadra che attiva e disattiva un relè ad una frequenza, regolabile con il trimmer R_1, da 1 a 3 Hz (vale a dire da uno a tre lampeggi al secondo).

I contatti del relè (che deve essere a due scambi) sono collegati in parallelo alle lampadine degli indicatori di direzione in modo da fornire contemporaneamente la tensione alle lampadine stesse ogni volta che il relè è attivato.

+12V
INTERR ON/OFF
+ 12V
A
FREQUENZA 1-3 Hz
22K trim R_1
R_4 8.2K
R_3 1M
R_2 330K
14
7
R_6 2.2K
Q_1 2N2222
R_5 1M
R_7 2.2K
C_1 22µ 16V
1N4001 D_1
Relè 12V 100 Ω 2 scambi 10 Amper
D
S
B
massa auto

Figura 8-3

Figura 8-4

+ 12V
A
C
D
LDR
~500Ω LUCE
~1M BUIO
R_1 330Ω
R_2 1M
R_3 2.2M
R_4 330Ω
REGOLAZ.
LIVELLO
BUIO
R_5 100K trim
A_1
14
7
1N4001
D_1
R_6 100K
R_7 1K
R_8 1M
C_1 220μ 16V
R_9 1.5M
A_2
R_{10} 3.3M
R_{11} 2.2K
R_{12} 2,2K
Q_1 2N2222
LED
R_{13} 1K
1N4001
D_2
Relè 12V
100Ω
1scambio
10 Amper
E
F
INTERR.
LUCI
POSIZIONE
B
massa
auto

Figura 8-5

Il lampeggiatore (che non richiede taratura, a parte la regolazione del trimmer R_1 sulla frequenza di lampeggio che preferite) può essere applicato al circuito elettrico nel modo visibile in fig. 8-4.

I due terminali di alimentazione (A e B) vanno collegati, con in serie l'interruttore di ON/OFF, in un punto del circuito elettrico dell'auto dove la tensione a 12 V sia sempre presente.

I terminali D e S vanno, invece, ai contatti che portano la tensione di alimentazione alle due lampadine degli indicatori di direzione.

Quando il circuito del lampeggiatore è in funzione la leva del commutatore delle frecce deve essere nella posizione centrale.

ACCENDI LUCI DI POSIZIONE AUTOMATICO

+ 12 V

Quando si entra in una galleria o dopo che il sole è tramontato, ci si può dimenticare di accendere le luci di posizione; se si è distratti, si può utilizzare il circuito di fig. 8-5 che appena fa buio le accende per voi.

Si tratta in sostanza di un rivelatore di luce troppo bassa con in serie un circuito di ritardo, formato da R_6, R_7, C_1 e D_1 (che evita un'accendersi e spegnersi continuo a causa di luci esterne), circuito che a sua volta attiva il relè, il quale fa accendere le luci quando occorre. Il tempo di azionamento è di circa ½ secondo, il tempo di rilascio, invece, è di circa 20 secondi.

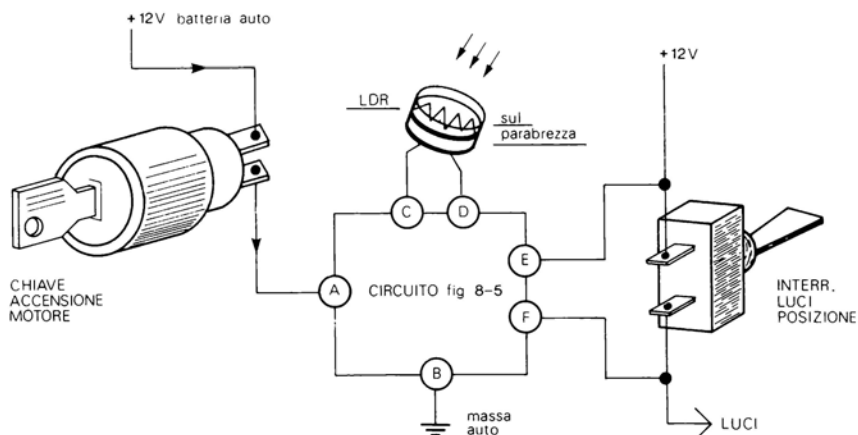



Figura 8-6

Il comando automatico può essere applicato al circuito elettrico dell'auto nel modo indicato in fig. 8-6. La LDR (che deve avere una bassa resistenza in luce) va posta sul parabrezza, i contatti del relè (E ed F) vanno collegati in parallelo ai terminali dell'interruttore delle luci di posizione; i terminali di alimentazione, invece, vanno collegati in un punto dove la tensione sia presente quando l'auto è in moto.

Per la taratura occorre aspettare che la luce esterna sia all'intensità alla quale bisognerebbe accendere le luci di posizione, quindi si deve togliere C_1 e regolare il trimmer R_5 nel punto esatto nel quale il LED rosso passa da spento ad acceso ed il relè viene attivato, dando tensione alle luci di posizione.

AVVISATORE DI LUCI ACCESE

+ 12 V

Può capitare di passare di giorno in una galleria ed accendere le luci, subito dopo ci si può fermare e dimenticare accese tali luci o qualsiasi altra cosa che può essere alimentata anche a motore fermo.

L'avvisatore di fig. 8-7 avvisa con un suono se chiudendo l'automobile, ci si dimentica qualcosa acceso.

Il circuito è in sostanza un'avvisatore sonoro che riceve l'alimentazione se uno degli interruttori (per esempio delle luci) è chiuso, ma non suona se contemporaneamente la chiave di accensione è ruotata.

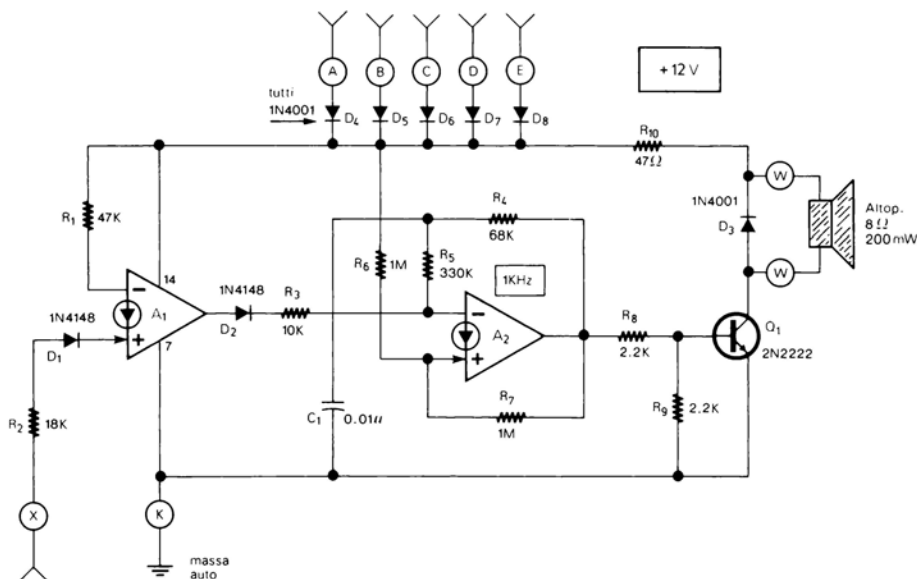



Figura 8-7

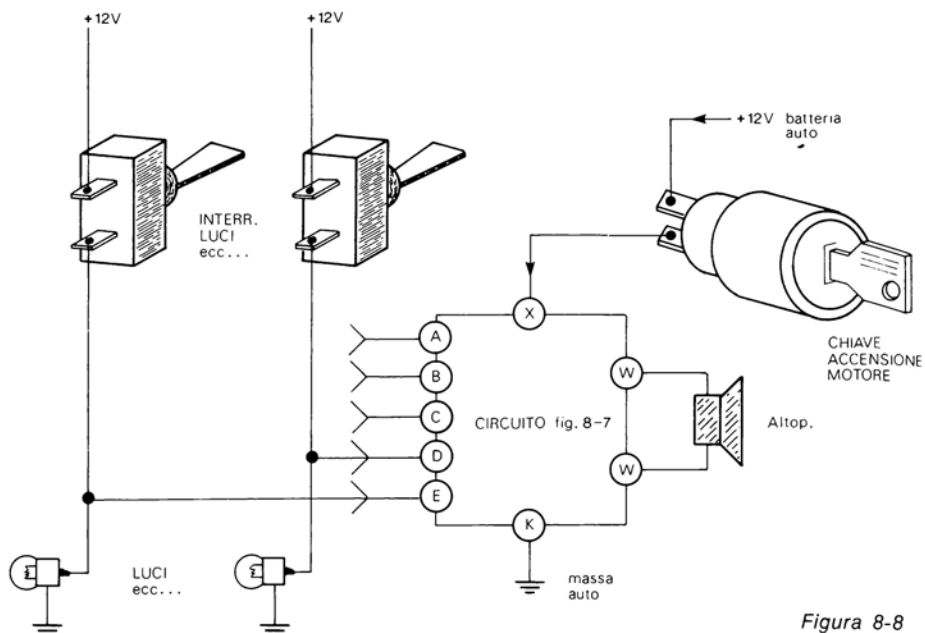
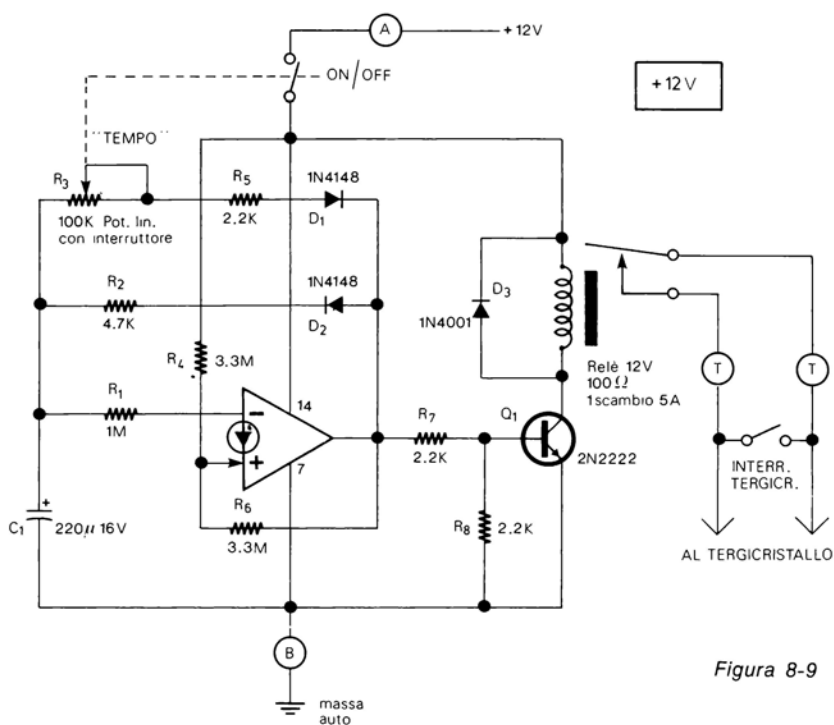
Anche di questo circuito (che non richiede taratura) viene dato in fig. 8-8 lo schema applicativo.

Come si è detto, oltre agli interruttori delle luci, gli ingressi possono essere collegati anche ad altri apparecchi che possono essere dimenticati accesi (radio, condizionatore d'aria, ecc.).

Figura 8-8

Figura 8-9

TEMPORIZZATORE PER TERGICRISTALLO

+ 12 V

Il temporizzatore è un classico circuito che viene aggiunto al tergicristallo qualora ne sia sprovvisto.

Il dispositivo consente di aumentare o diminuire il numero delle passate al minuto del tergicristallo a seconda che vi sia una pioggia intensa o leggera o nebbia.

Il circuito (fig. 8-9) è costituito da un generatore di impulsi il cui intervallo tra un'impulso e l'altro può essere regolato tramite R_3. L'uscita del generatore pilota un relè i cui contatti azionano il tergicristallo.

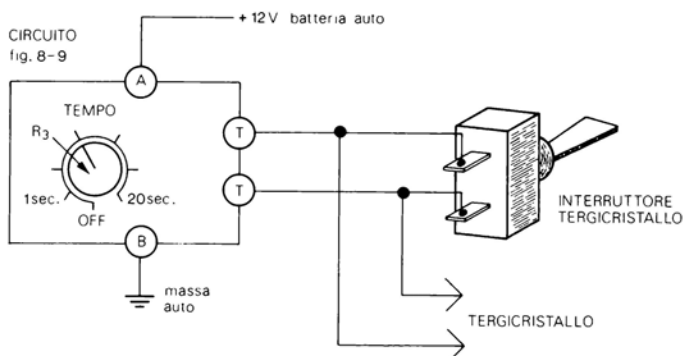



Figura 8-10

Il temporizzatore va utilizzato come in fig. 8-10 con i due terminali T e T collegati in parallelo all'interruttore del tergicristallo.

Secondo le necessità il numero delle passate può essere regolato tramite il potenziometro R_3 (che è di tipo con interruttore) tra una passata al secondo ad 1 passata ogni 20 secondi (sostituendo R_3 con un potenziometro da 220 kΩ questo tempo può essere aumentato fino a oltre 40 secondi).

Collegando al relè delle luci o altro questo temporizzatore può essere utilizzato anche in altre applicazioni come, ad esempio, in insegne pubblicitarie.

CIRCUITI PER CASA

CAMPANELLO DIN-DON PER ABITAZIONI

+ 12 V ± 10%

Nonostante la semplicità del circuito il suono prodotto è interessante e si avvicina molto al suono dei campanelli di questo tipo.

Il circuito è in fig. 8-11; osservandolo bene notate che si tratta dell'oscillatore controllato in tensione di cui si è parlato al par. 45 del capitolo 2. La tensione di alimentazione di tale oscillatore non è fissa ma è la stessa presente sul condensatore C_1, condensatore che si carica e scarica premendo e rilasciando P_1. L'ampiezza dell'onda triangolare a sua volta è proporzionale alla tensione di alimentazione per cui varia assieme a quest'ultima.

Premendo P_1, dunque, C_1 si carica rapidamente attraverso D_1 ed R_3 e finchè P_1 si tiene premuto l'oscillatore fornisce un'onda triangolare con la frequenza più alta (Din).

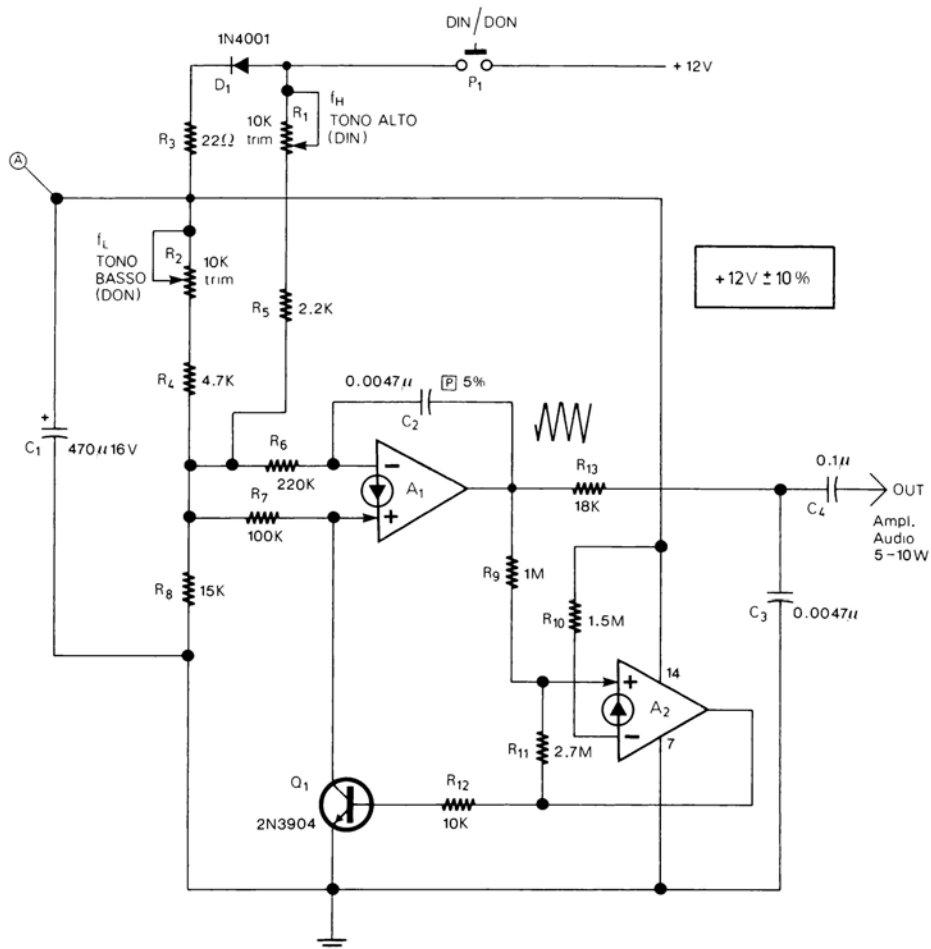



Figura 8-11

Rilasciando P_1, poco dopo averlo premuto, C_1 inizia a scaricarsi, e per circa un secondo, finchè non è quasi completamente scarico, l'oscillatore continua a funzionare, ma su una frequenza più bassa (Don) e con un'ampiezza dell'onda triangolare decrescente.

L'effetto risultante è visibile in fig. 8-12.

Con l'accorgimento del condensatore che modifica la tensione di alimentazione dell'oscillatore, per modulare in ampiezza l'onda triangolare non occorre un'amplificatore controllato in tensione.

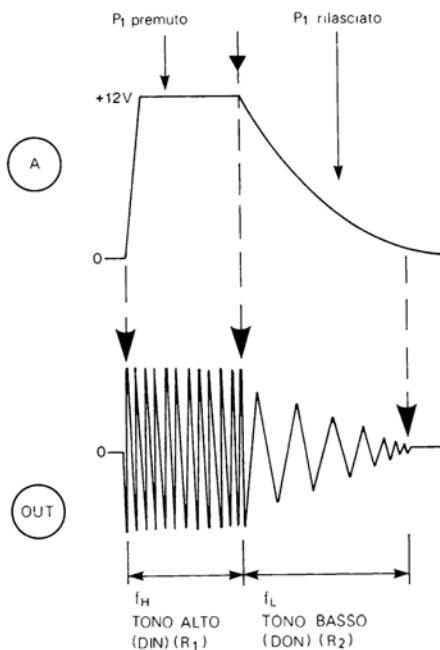



Figura 8-12

All'uscita può essere collegato un'amplificatore audio di 5-10 W.

La taratura va effettuata regolando tramite R_2 il tono più basso (Don) quando P_1 viene rilasciato, tenendo, invece, premuto P_1 si regola il tono più alto (Din) tramite R_1; eventualmente si può giungere al suono migliore ritoccando più volte i due trimmer. Tenete presente che ruotando R_2 si modifica anche il tono alto per cui bisogna ritoccare R_1.

Da prove pratiche è risultato che un buon effetto si ottiene con una frequenza del tono più basso (f_L) di circa 750-800 Hz e con una frequenza del tono più alto (f_H) di rica 1 kHz.

CAMPANELLO PER ABITAZIONI A PIÙ TONI

+ 12 V

Il circuito di fig. 8-13 è costituito da un'oscillatore ad onda triangolare il quale, collegato in uscita ad un'amplificatore da 5-10 W, può essere utilizzato come campanello per abitazioni.

La particolarità di tale campanello è di non avere un solo pulsante con un tono fis-

so, ma quattro pulsanti ognuno dei quali inserisce un condensatore di valore differente e fa produrre all'oscillatore una differente frequenza.

Con questo campanello ciascuna persona può suonare una propria sequenza di suoni in modo da farsi riconoscere.

I pulsanti vanno premuti uno alla volta.

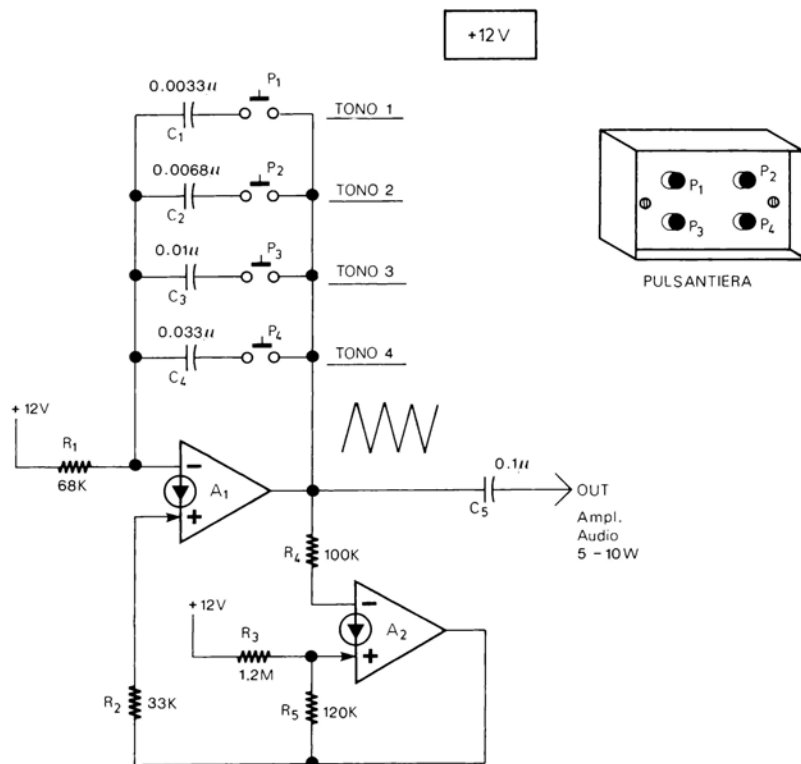



Figura 8-13

Sempre in fig. 8-13 è visibile una possibile realizzazione pratica della pulsantiera.

È possibile utilizzare valori diversi per i quattro condensatori e anche aggiungere altri pulsanti con altrettanti condensatori.

TERMOSTATO DI ALLARME PER FRIGORIFERI E CONGELATORI

+ 9 V

Nei frigoriferi e nei congelatori viene contenuta in gran parte merce deperibile che, in caso di funzionamento difettoso o di mancanza di corrente, può guastarsi. Il termostato di allarme (fig. 8-14) avverte con un suono quando la temperatura sale oltre il limite di sicurezza per la conservazione degli alimenti.

+9V
TH1
Nel
congelatore
Termistore
NTC
metallico
1K (18°C)
T
-20°C
REGOL.
FREDDO
R1
4.7K trim
+10°C
R2
5.6K
C1
10μ 16V
R3
100K
+9V
R5
200K
A1
R4
10M
R6
150K
+9V
R7
220K
A2
R9
100K
R8
150K
RESET
P1
+9V
+9V
1N4148
D1
C2
0.01μ
R10
10K
R11
1M
R12
68K
1KHz
A3
R14
3.3M
R13
3.3M
+9V
+9V
D2
1N4001
Altop.
8Ω
200mW
R17
100Ω
R15
2.2K
R16
2.2K
Q1
2N2222

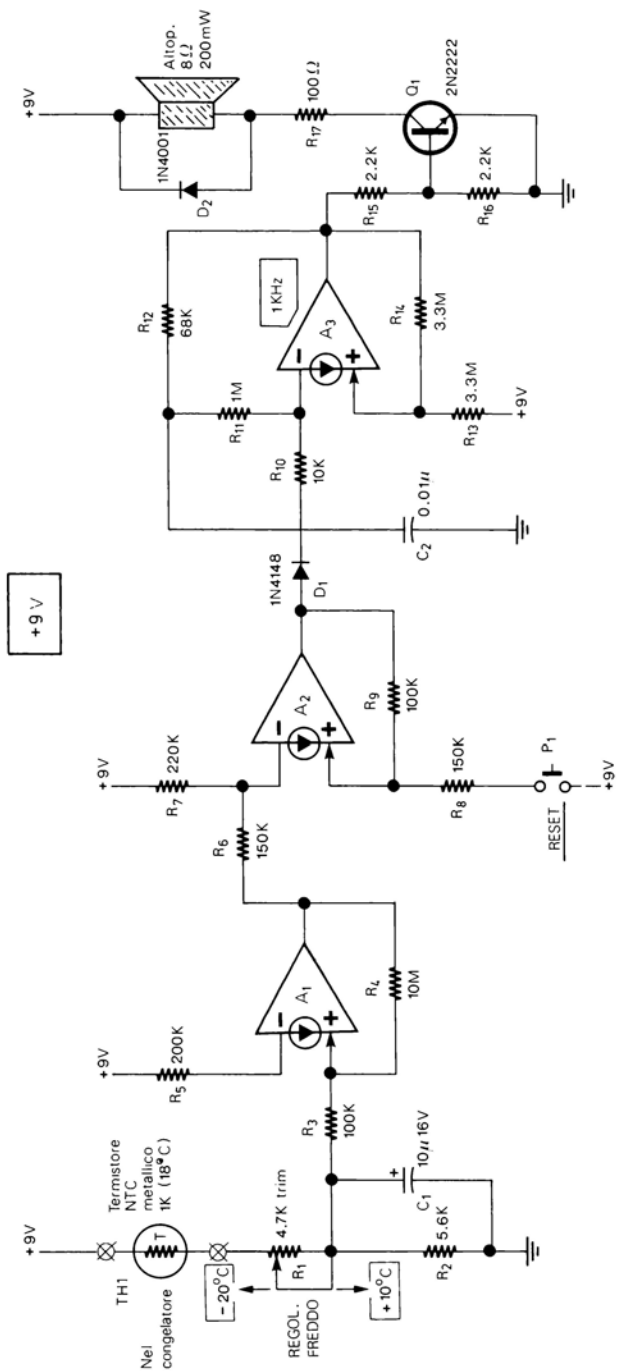
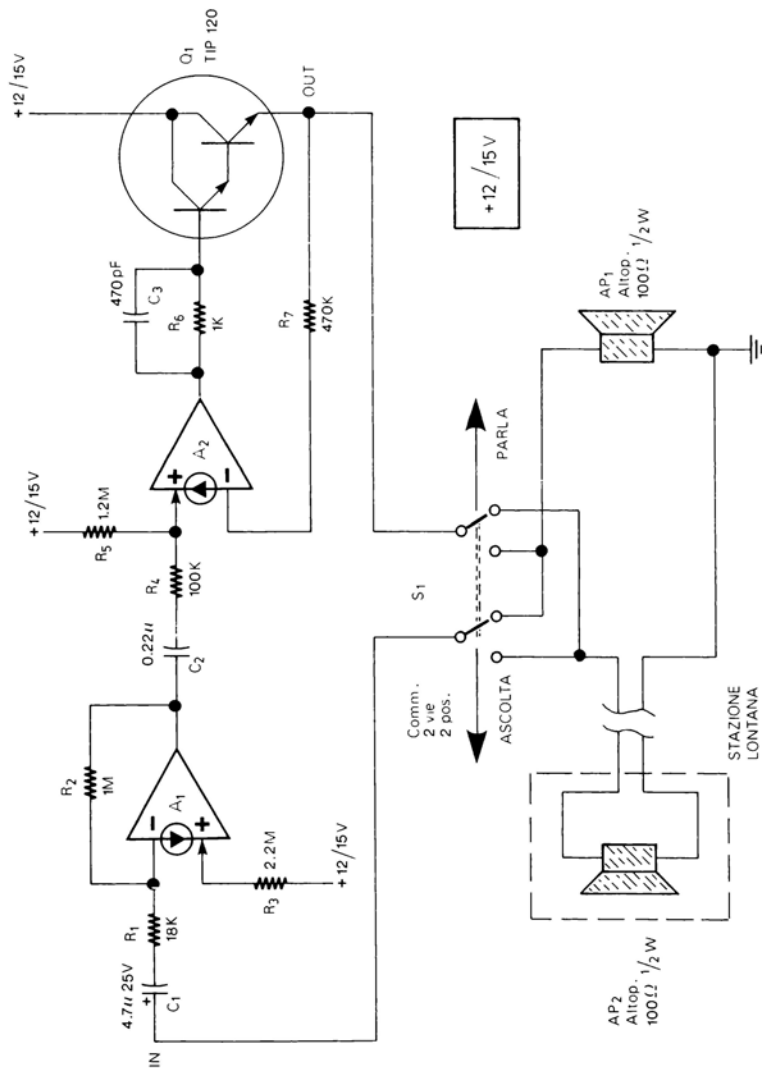



Figura 8-14

Il sensore della temperatura è costituito da un termistore NTC di 1 kΩ (TH_1), tale termistore (che va posto all'interno del congelatore) deve essere incapsulato con del mastice e collegato tramite due fili isolati al resto del circuito che va sistemato all'esterno.

L'allarme può essere regolato tramite R_1 su una temperatura compresa tra -20°C (circa 0° F) e +10°C (circa 50° F).

In genere i congelatori funzionano con una temperatura intorno a -18°C.

Per evitare che l'allarme suoni ogni volta che si apre lo sportello del congelatore, il trimmer R_1 va regolato in modo che l'allarme scatti ad una temperatura intorno a -10/-12°C (circa 10° F).

L'allarme può essere spento premendo il pulsante «Reset».

Anche altre temperature possono essere scelte. Le due formule qui di seguito possono essere utilizzate per convertire °C in °F e viceversa:

$$°C = (°F - 32) \cdot 0.555 \tag{8-1}$$

$$°F = (°C \cdot 1.8) + 32 \tag{8-2}$$

INTERFONO

+ 12/15 V

Oltre che in casa l'interfono può essere anche utilizzato in uffici, negozi e dovunque sia necessario comunicare a breve distanza.

L'interfono (fig. 8-15) è sostanzialmente un'amplificatore che utilizza come altoparlante e come microfono, due altoparlanti da 100 Ω, commutabili tra loro tramite S_1.

Le due stazioni dell'interfono possono essere poste anche a 20-30 metri di distanza.

TEMPORIZZATORE LUCI GARAGE

+ 12 V

Questo temporizzatore per le luci del garage (fig. 8-16) consente di evitare di dimenticarle accese.

Premendo, infatti, uno dei tre pulsanti (ma possono essere anche più di tre), il relè viene attivato ed accende le luci per un tempo di circa 2 minuti, tempo che dipende dal valore di R_1 e C_1 e che può, quindi, essere aumentato o diminuito variando questi due valori (R_1 deve avere un valore massimo di 220-330 kΩ). Il temporizzatore può essere utilizzato anche per le luci del corridoio di un'abitazione, per le luci delle scale di un palazzo ed anche per altre applicazioni differenti.

ALLARME ANTIALLAGAMENTO

+ 9/12 V

La rottura di un tubo o un rubinetto lasciato aperto possono provocare un dannoso allagamento della casa. L'allarme antiallagamento avvisa con un suono quando il sensore rivela la presenza di acqua sul pavimento.

Il circuito (fig. 8-17) è costituito da un rivelatore di presenza dell'acqua, basato sul principio già spiegato nel capitolo 7, e da un'oscillatore.

Il sensore è costituito da un pezzettino di circuito stampato (per esempio di 5 × 5 cm.) con il lato rame suddiviso in due parti isolate tra loro da una scanalatura a forma

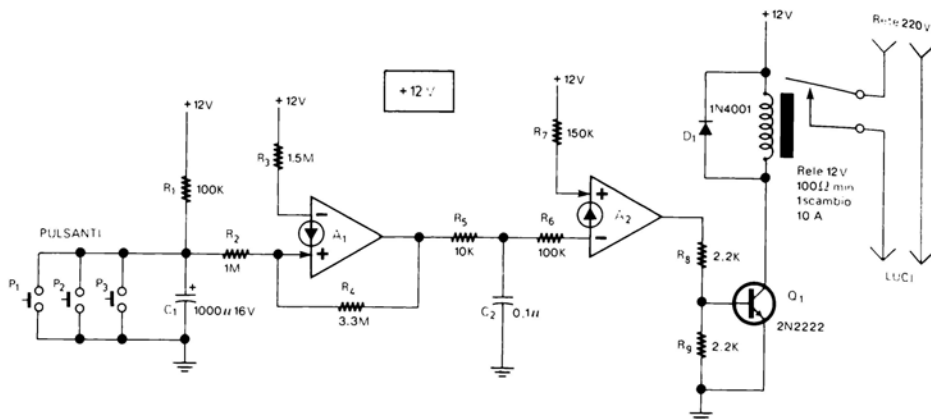



Figura 8-16

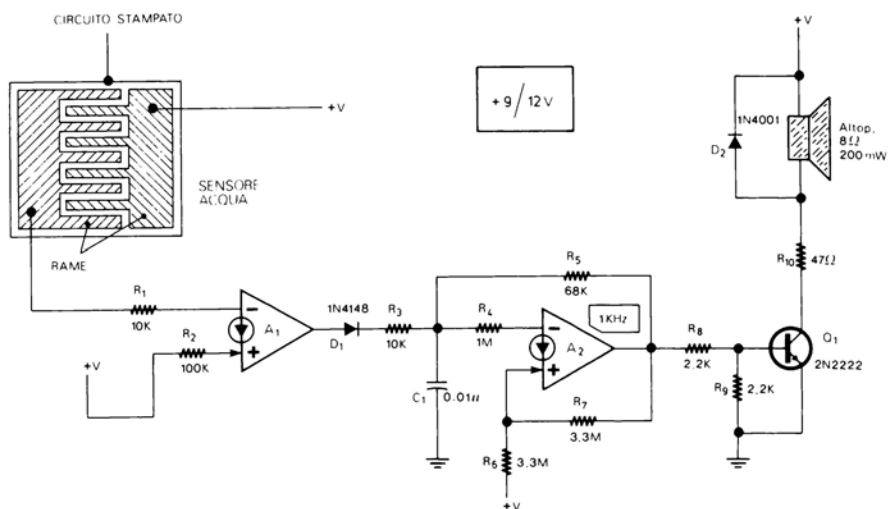



Figura 8-17

di pettine (vedere fig. 8-17). Tale sensore va posto sul pavimento, con il lato rame rivolto in alto, in prossimità delle stanze che hanno rubinetti o quasi altra cosa che possa provocare allagamenti.

Quando l'acqua (che ha una sua resistenza di alcune decine di kΩ) giunge sul sensore a causa di un'inizio di allagamento, le due aree di rame del sensore stesso vengono cortocircuitate e l'allarme emette un suono.

Eventualmente, in parallelo al sensore, se ne possono aggiungere altri sistemati in punti diversi dell'abitazione. È anche possibile realizzare più allarmi, con differenti frequenze del suono, cambiando C_1.

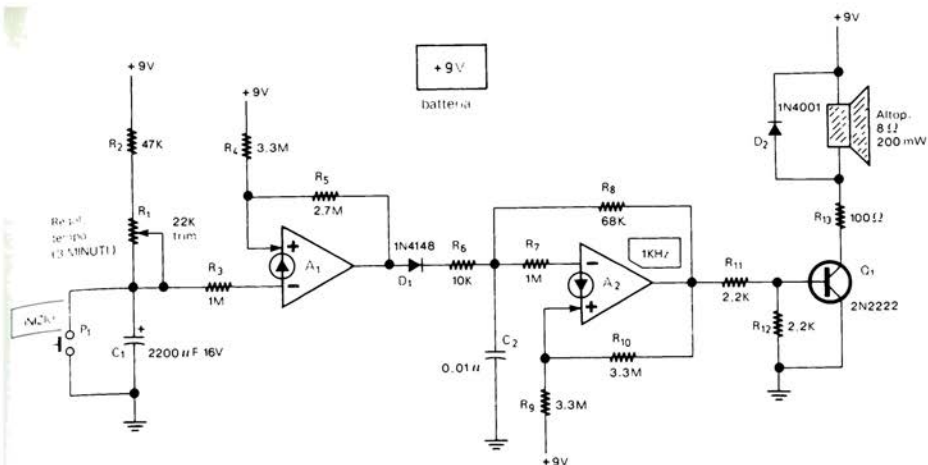



Figura 8-18

TIMER COTTURA UOVA

+ 9 V

Quest'ultimo circuito per casa (fig. 8-18), utile particolarmente in cucina, avverte con un suono quando sono passati circa 3 minuti dalla pressione di P_1; può essere usato, perciò, come timer per una precisa cottura delle uova à la coque. La taratura va effettuata, con un po' di pazienza, regolando e ritoccando il trimmer R_1, fino al punto esatto nel quale il timer suona circa 3 minuti dopo avere premuto P_1. Se non fosse possibile, con i valori indicati, regolare R_1 per un tempo di 3 minuti, si può aumentare o diminuire, secondo la necessità, il valore del condensatore C_1.

Nell'uso bisogna dare l'alimentazione al timer e premere P_1 per un secondo quando viene immerso l'uovo nell'acqua; finchè il timer non suona non bisogna più premere P_1 altrimenti il tempo risulterà maggiore di 3 minuti.

CAPITOLO 9

ANTIFURTI E SIRENE

Questo capitolo è tutto dedicato agli antifurti e alle sirene elettroniche, dai più semplici a versioni più complete.

Oltre alle sirene di questo capitolo, agli allarmi, possono essere collegati anche alcuni dei circuiti di effetti sonori, come per esempio, il colpo di pistola o il laser spaziale, di cui si è parlato nel capitolo 5, questo per ottenere un tipo originale di antifurto.

Le sirene di questo capitolo possono essere collegate anche agli allarmi generici di temperatura, luce, ecc. di cui si è parlato al capitolo 7.

CHIAVE ELETTRONICA A COMBINAZIONE

+ 12 V

Tutti gli antifurti dispongono di un'interruttore o di qualche altro dispositivo che consente al proprietario di disattivare l'antifurto stesso.

Le chiavi, gli interruttori, ecc. degli antifurti di questo capitolo, come anche di altri antifurti commerciali, possono essere sostituiti dalla chiave elettronica di fig. 9-1.

La chiave elettronica è costituita da cinque Flip Flop S/R ciascuno dei quali dispone di due pulsanti, uno che fa andare l'uscita a 0 (R) e uno che fa andare l'uscita a circa 11 V (S).

I pulsanti, 10 in tutto, sono numerati e sono distribuiti casualmente tra i vari ingressi S e R dei Flip Flop.

L'aspetto della pulsantiera è visibile in fig. 9-2.

Come si vede dalla tabella 9-1, quando si premono solo i cinque pulsanti corrispondenti agli ingressi R (nel nostro caso 1, 2, 4, 7, 9), il relè viene disattivato, l'uscita k va a circa 11 V ed il LED rosso si accende indicando che l'antifurto collegato alla chiave elettronica è disinserito. Se, invece, si forma sulla tastiera una delle tante combinazioni errate, avviene tutto il contrario di quanto detto e il LED rimane spento indicando che l'antifurto è ancora inserito. Se occorre che il relè funzioni al contrario, vale a dire sia attivato e non disattivato, quando si forma la combinazione giusta, occorre invertire i collegamenti agli ingressi + e - del CDA A_7.

I componenti R_{29}, R_{30}, R_{31}, R_{32}, A_7, Q_1, D_2 e relè, possono essere eliminati se la chiave è utilizzata solo con gli antifurti di questo capitolo, se, invece, la chiave è usata solo con altri tipi di antifurto, si possono togliere R_{27} e D_1. I pulsanti numerati sono di tipo per calcolatrici con contatti normalmente aperti.

Qualsiasi combinazione può essere scelta, l'importante è che i cinque pulsanti relativi alla combinazione giusta, siano collegati agli ingressi R dei Flip Flop (P_1, P_3, P_5, P_7, P_9).

L'uscita K della chiave va collegata agli ingressi (K) degli antifurti di fig. 9-3, 9-5, 8-8, 9-10.

+12 V
"NOR" a 5 ingressi
1N4148
D1
10K
LED Rosso
1N4001
D2
Relè 12V
100 Ω min.
CONTATTI
2N2222
Pulsanti normalmente
aperti tipo calcolatrice
(combinazione giusta 12479)

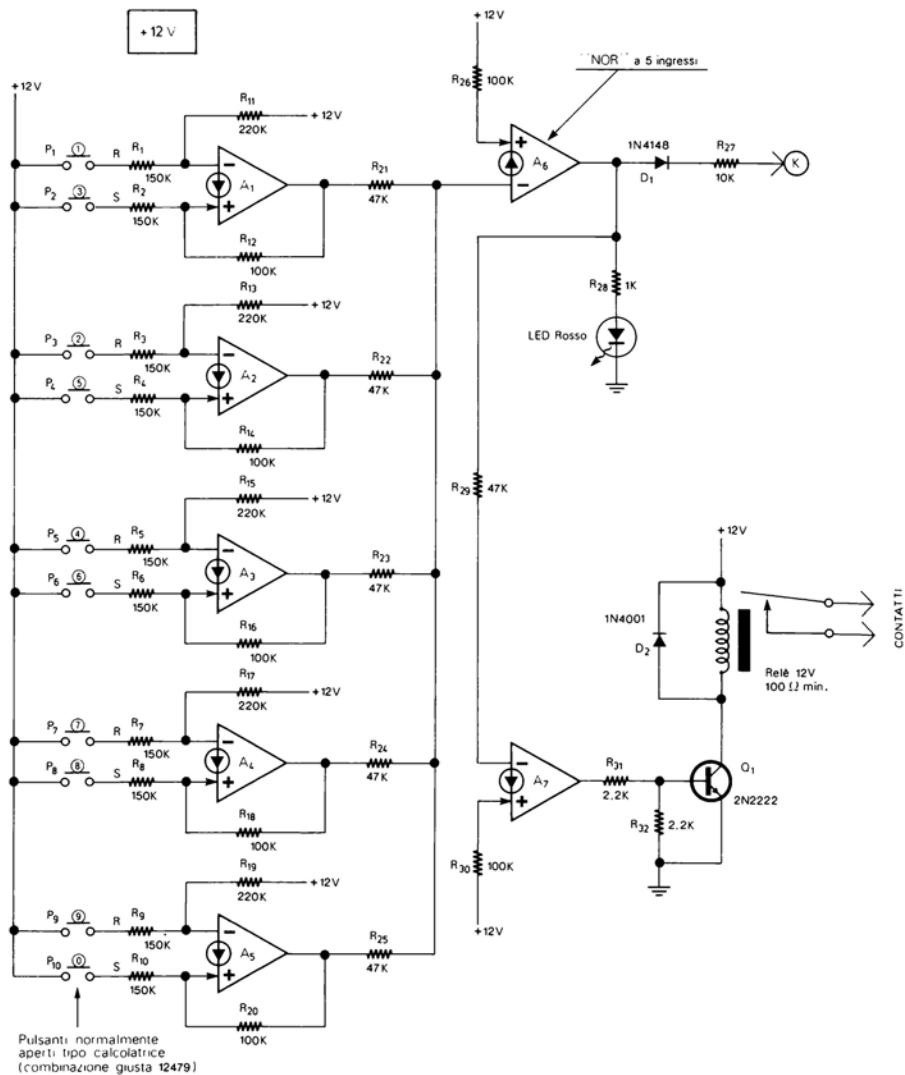



Figura 9-1

Nell'uso pratico, quando si esce di casa si devono premere tutti e 10 i pulsanti in modo che il LED si spenga, prima di rientrare in casa, invece, bisogna premere solo i 5 pulsanti relativi alla combinazione giusta, in modo che il LED si accenda.

Tabella 9-1

Combinazione Giusta (12479 in fig. 9-1)	Combinazione Errata
LED ON RELÈ OFF USCITA Ⓚ a +11 V	LED OFF RELÈ ON USCITA Ⓚ a 0

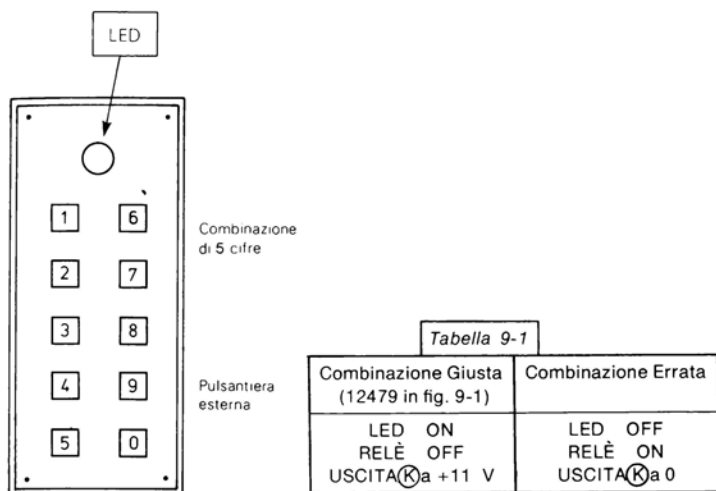



Figura 9-2

ANTIFURTO PER ABITAZIONE

+ 12 V

L'antifurto di fig. 9-3 è il più completo di questo capitolo, dispone, infatti, di tre temporizzazioni ed utilizza solo un LM3900, due transistori e pochi altri componenti passivi. È adatto soprattutto per abitazioni ma può essere applicato anche ad altri tipi di locali, come negozi, ecc.

All'antifurto può essere collegato qualunque tipo di sensore purchè abbia contatti normalmente chiusi; in fig. 9-3 sono utilizzati, per esempio, tre contatti Reed magnetici in serie (con i magneti vicini i contatti sono chiusi). I vari contatti vanno posti alle finestre, alle porte, ecc.

La tensione di alimentazione può essere compresa tra 11 e 14 V, si possono utilizzare batterie a secco, accumulatori o un'alimentatore da 12 V collegato alla rete a 220 V.

All'antifurto possono essere collegate le sirene di questo capitolo o qualsiasi altro tipo a 12 V.

L'antifurto è inserito e disinserito dall'interruttore a chiave S_1, ma può essere collegata al punto K la chiave elettronica di fig. 9-1, in questo caso occorre ridurre il condensatore C_3 da 220 µF a 10 µF, perchè con la chiave esterna non ci deve essere più un lungo tempo di rientro.

Il condensatore C_2 introduce un ritardo che consente di evitare falsi allarmi. Il funzionamento è schermatizzato con una sorta di «Diagramma di flusso» in fig. 9-4.

S1 chiuso
Antifurto "ON
LED Giallo acceso
Tempo di
uscita
~ 30 S
Attesa
LED Giallo
spento
Uno dei
contatti N.C. é stato
aperto ?
NO
SI
Tempo di rientro
~ 40 S
LED Rosso acceso
S1
viene
aperto ?
SI
(PROPRIETARIO)
NO (LADRO)
Relé attivato
LED Verde acceso
SIRENA in funzione
Antifurto "OFF"
Tempo di
allarme
~ 90 S
Durante
l'allarme il
contatto N.C. aperto
é stato
richiuso ?
NO
Relé disattivato
LED Verde e
LED Rosso spenti
Ritardo
~ 30 S
LED Giallo acceso
SI
Relé disattivato
LED Verde e
LED Rosso spenti

Figura 9-4

Quando S_1 viene chiuso il LED giallo si accende per 20-30 secondi che rappresenta il «Tempo di uscita» e che dipende dal valore di R_1 e C_1.

Passato questo tempo il LED giallo si spegne e l'antifurto è in attesa.

Ora, se uno dei contatti N.C. (di una porta, di una finestra, ecc.) viene aperto si accende il LED rosso e dopo un «Tempo di rientro» di 30-40 secondi (che dipende da R_{18} e C_3), il LED verde si accende,il relè viene attivato e la sirena è messa in funzione, questo sempre se nel frattempo l'interruttore a chiave S_1 non viene aperto dal proprietario.

La sirena suona per un «Tempo di allarme» di 60-90 secondi (che dipende da R_{23} e C_4); se prima che finisca tale tempo la porta o la finestra, è stata rinchiusa, i LED rosso e verde e la sirena si spengono, il LED giallo si accende e dopo circa 30 secondi l'antifurto è di nuovo in posizione di attesa. Se, invece, al termine del tempo di allarme la porta o la finestra rimane aperta, passati i circa 30 secondi con il LED giallo acceso, ed altri circa 40 secondi con il LED rosso acceso ed il LED giallo spento, la sirena è rimessa in funzione per altri 90 secondi, questo finchè non viene chiuso l'interruttore S_1.

I tempi di uscita, rientro e allarme, possono essere modificati cambiando il valore di C_1, C_3 e C_4.

ANTIFURTO PER CONTATTO

+ 12 V

L'allarme per contatto può essere collegato a qualsiasi oggetto metallico (come per esempio la maniglia di un porta), oggetto che quando viene toccato fa scattare un'allarme per circa 20 secondi.

Il circuito è in fig. 9-5. L'ingresso dell'antifurto va collegato tramite un cavo schermato sottile all'oggetto metallico (nel nostro caso una maniglia), oggetto che deve essere isolato da terra.

Il positivo dell'alimentazione (+ 12 V) deve essere collegato alla massa dell'impianto elettrico della casa (o alla tubazione dell'acqua, ad un termosifone, ecc.), in modo che toccando la maniglia si chiude il circuito tra i + 12 V, la massa, la persona, la maniglia e l'ingresso di A_1.

L'allarme può essere inserito e disinserito con un'interruttore a chiave o dalla chiave elettronica collegata al punto K.

Quando la maniglia viene toccata il relè è attivato per un tempo di circa 20 secondi, tempo che può essere modificato cambiando C_1.

GUARDIANO ELETTRONICO PER PORTA

+ 12 V

Questo circuito (fig. 9-6) non è un vero e proprio antifurto ma una sorta di guardiano elettronico per la porta di ingresso.

Il guardiano va applicato alla porta di ingresso nel modo indicato in fig. 9-7. Prima di aprire la porta si gira la chiave in posizione ON e si toglie, quindi, si apre la porta.

Aprendo la porta il contatto Reed magnetico di tipo normalmente aperto (N.O.) si chiude ed innesca l'allarme.

Circa 15 secondi dopo aver aperto la porta, la sirena si mette in funzione mettendo in fuga (si spera) un'eventuale rapinatore.

SENSORE
MANIGLIA o altro oggetto metallico isolato da terra
+12V
CAVO SCHERMATO
INTERR. A CHIAVE
Durata allarme ~ 20 sec.
da fig. 9-1
Relè 12V 100 Ω min.
Sirena o altro
1N4001
2N2222

Figura 9-5

+12V
INTERR.
A CHIAVE ON/OFF
SIRENA 12V 10W
+
-
TIP 120
+12 V
batterie
Contatto
magnetico
normalmente
aperto (N.O.)
Magnete
R1 10K
C1 0.001µ
R2 47K
R3 100K
A1
14
7
R4 150K
R5 220K
A2
R6 100K
Ritardo ~ 15 sec.
R7 4.7K
D1 1N4148
R8 1K
ALLARME
ATTIVATO
LED Rosso
R9 82K
C2 100µ 16V
R10 1M
R11 1.5M
A3
R12 2.2M
R13 47K
R14 100K
A4
R15 2.2K
R16 2.2K

Figura 9-6

Se, invece, la persona che ha bussato è conosciuta, prima che scadano i 15 secondi si può inserire e girare la chiave disinnescando l'allarme prima che suoni.

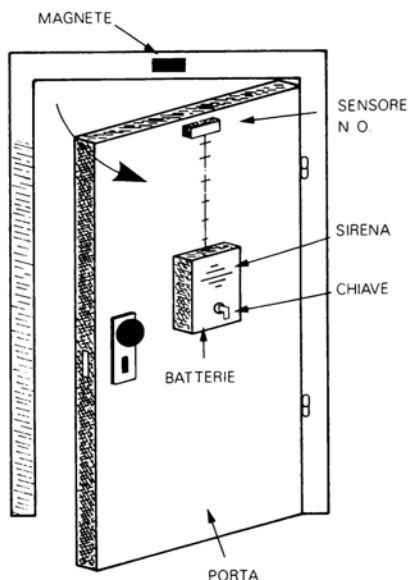



Figura 9-7

Il guardiano elettronico può essere usato come semplice antifurto ma l'interruttore a chiave va posto esternamente alla porta e la chiave va girata in posizione ON dopo essere usciti.

Il tempo di ritardo può essere modificato variando il valore di C_2.

ALLARME OTTICO (primo tipo) + 12 V

Questa prima versione di allarme ottico (fig. 9-8) fa suonare una sirena quando la luce colpisce il fotoresistore (LDR).

Al punto K del circuito va collegata la chiave elettronica di fig. 9-1 che serve per inserire e disinserire l'allarme.

La sensibilità dell'allarme ottico può essere regolata tramite il trimmer R_4. L'allarme può essere applicato ad un'armadio, ad una porta, ad una cassetta di sicurezza, ecc. nel modo indicato in fig. 9-9. Come si vede tutti i componenti sono all'interno tranne la tastiera della chiave elettronica. La LDR va sistemata in modo che venga illuminata non appena lo sportello viene aperto anche di poco.

ALLARME OTTICO (secondo tipo) + 12 V

Il funzionamento di questa seconda versione di allarme ottico (fig. 9-10) è l'inverso

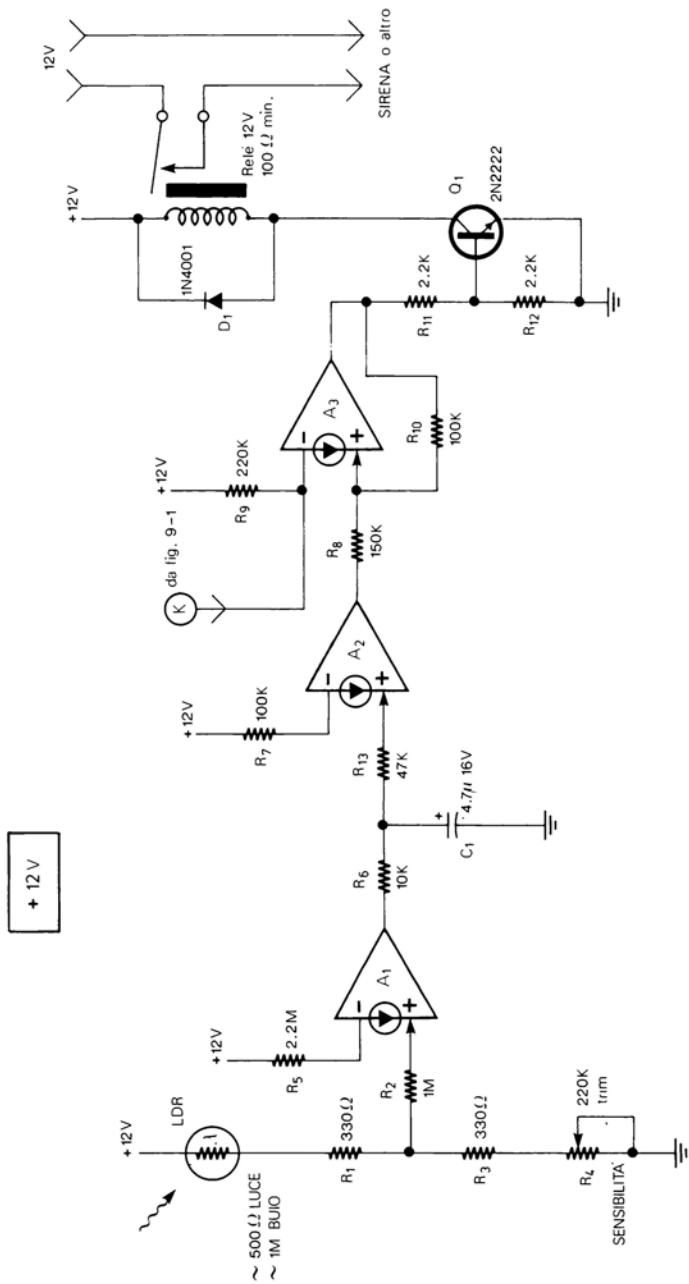



Figura 9-8

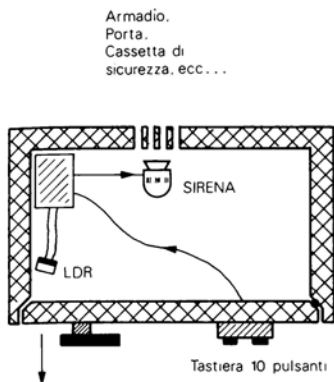
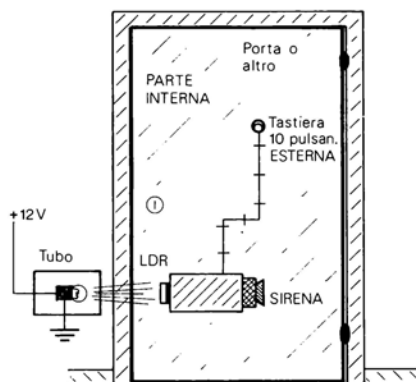



Figura 9-9 *Figura 9-11*

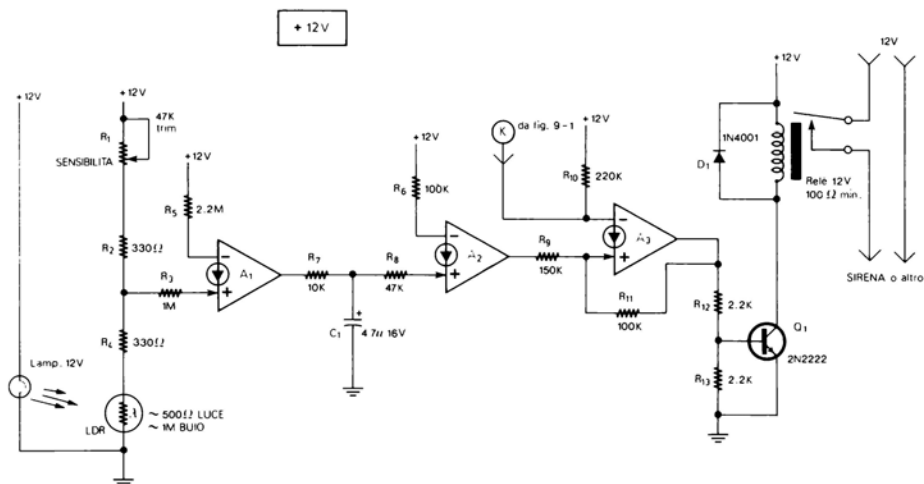



Figura 9-10

di quello precedente, infatti, in questo caso la sirena collegata al relè è messa in funzione quando l'LDR non riceve più illuminazione dalla lampadina a causa di un qualsiasi ostacolo che si interpone fra LDR e lampadina.

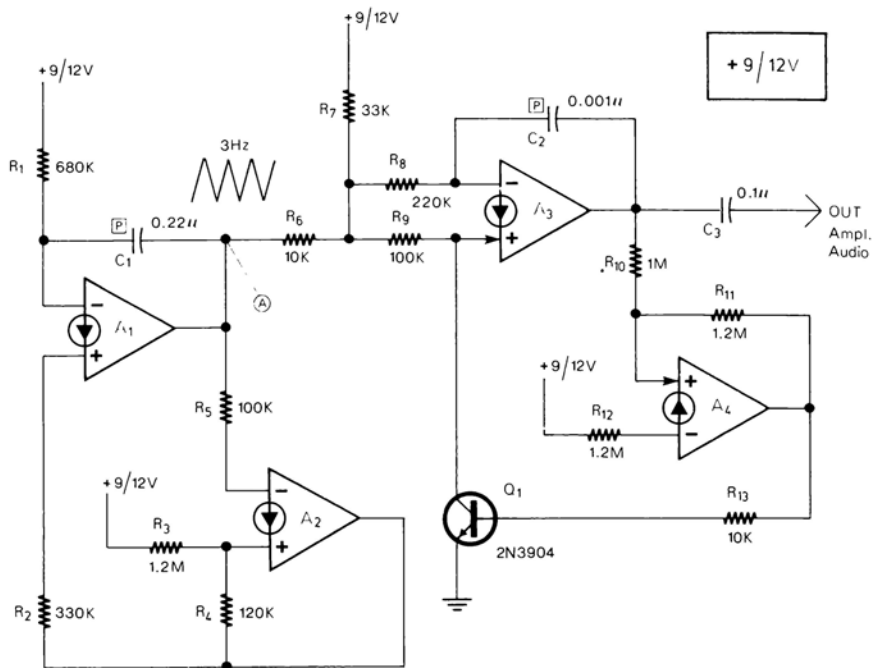



Figura 9-12

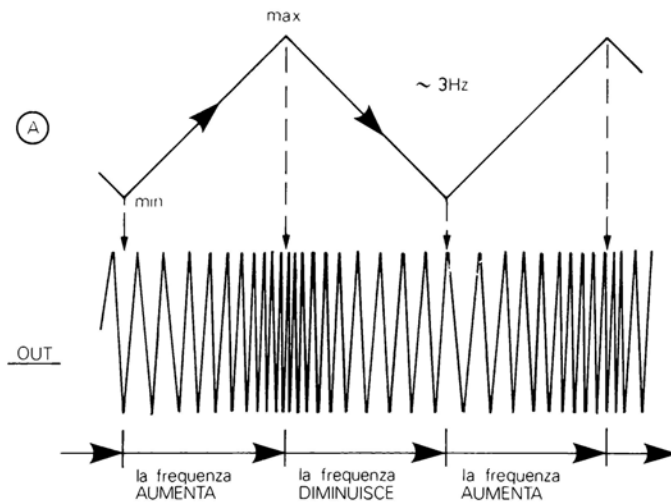
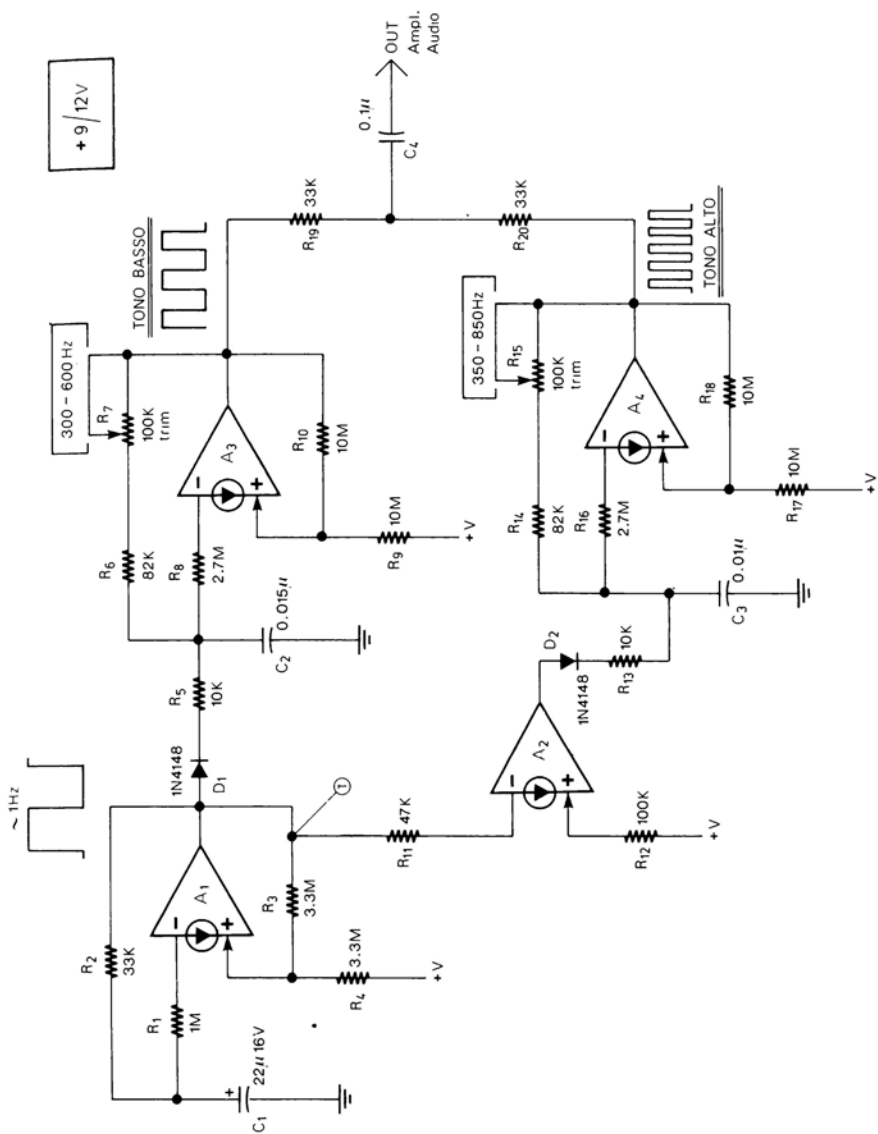



Figura 9-13

Anche questo secondo allarme ottico usa la chiave elettronica che va collegata al punto K. La sensibilità può essere regolata con il trimmer R_1.

La fig. 9-11 mostra un'uso dell'allarme ottico collegato, per esempio, ad una porta.

SIRENA AMERICANA

+ 9/12 V

Il circuito che produce il suono della sirena Americana (fig. 9-12) è costituito da un'oscillatore ad onda trinagolare (A_1, A_2) con una frequenza di 3 Hz, che modula un'oscillatore controllato in tensione (A_3 A_4).

Il funzionamento è schermatizzato in fig. 9-13; come si vede l'onda triangolare fa aumentare e diminuire rapidamente la frequenza dell'oscillatore controllato. L'uscita della sirena va collegata ad un'amplificatore audio con una potenza di 10 W o più.

Con i valori indicati in fig. 9-12 e con una tensione di alimentazione di 9-12 V l'effetto generato è simile al suono della sirena Americana. Tuttavia è possibile ottenere effetti diversi e originali sostituendo C_1 con altri condensatori compresi tra 0.1 μF e 3.3 μF (non polarizzato) e C_2 con condensatori compresi tra 330 pF e 2200 pF; si può anche togliere la resistenza R_7 e sostituire R_2 con una resistenza da 10 kΩ.

SIRENA A 2 TONI

+ 9/12 V

Il circuito di fig. 9-14 produce il suono della sirena a 2 toni usata, per esempio, dalla polizia Francese.

I 2 toni sono prodotti da due oscillatori (A_3 e A_4) che vengono messi in funzione alternativamente, alla frequenza di circa 1 Hz, da un terzo oscillatore (A_1). Il funzionamento è schematizzato in fig. 9-15.

La frequenza dei due oscillatori può essere regolata tramite i trimmers R_7 ed R_{15} in modo da ottenere l'effetto più realistico o dei suoni differenti.

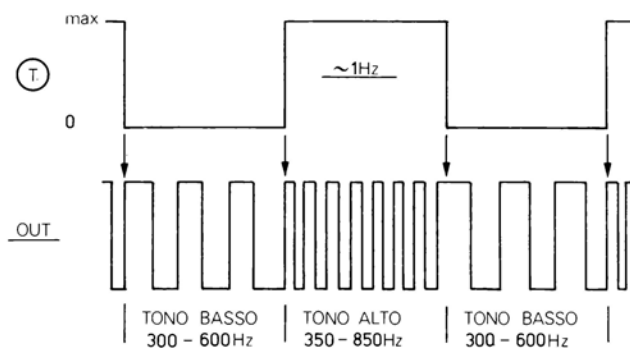



Figura 9-15

SIRENA 4 TONI

+ 12 V

La sirena a 4 toni (fig. 9-16) è costituita da un'oscillatore ad onda triangolare (A_1,

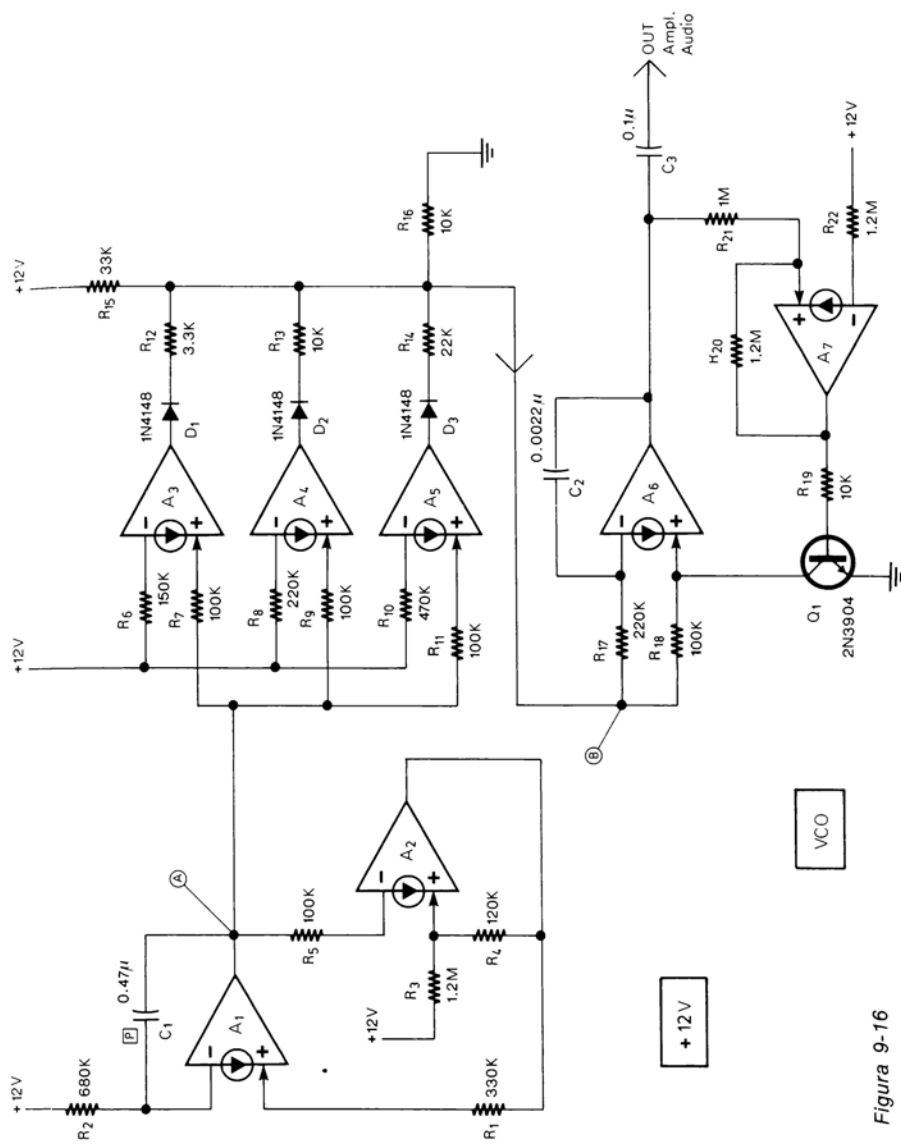
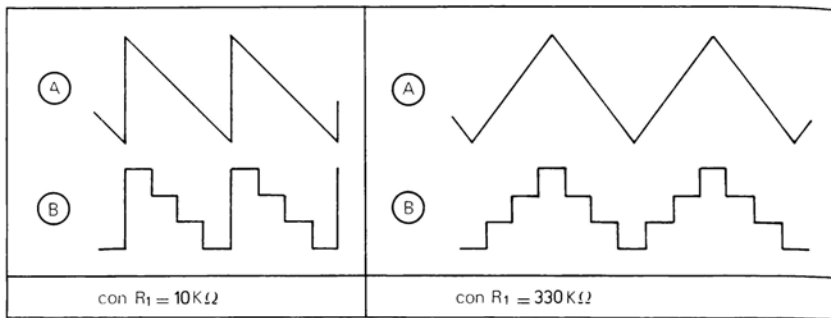



Figura 9-17

A_2) seguito da tre comparatori (A_3, A_4, A_5) che producono alla loro uscita (punto B) un'onda a gradini (quattro).

Come visibile in fig. 9-17 a seconda del valore di R_1, l'onda a gradini può avere una forma differente.

A
B
1° 2° 2° 3° 3° 4°
OUT
f_2 f_1 f_2 f_3 f_4 f_3
la frequenza AUMENTA
la frequenza DIMINUISCE
la frequenza AUMENTA

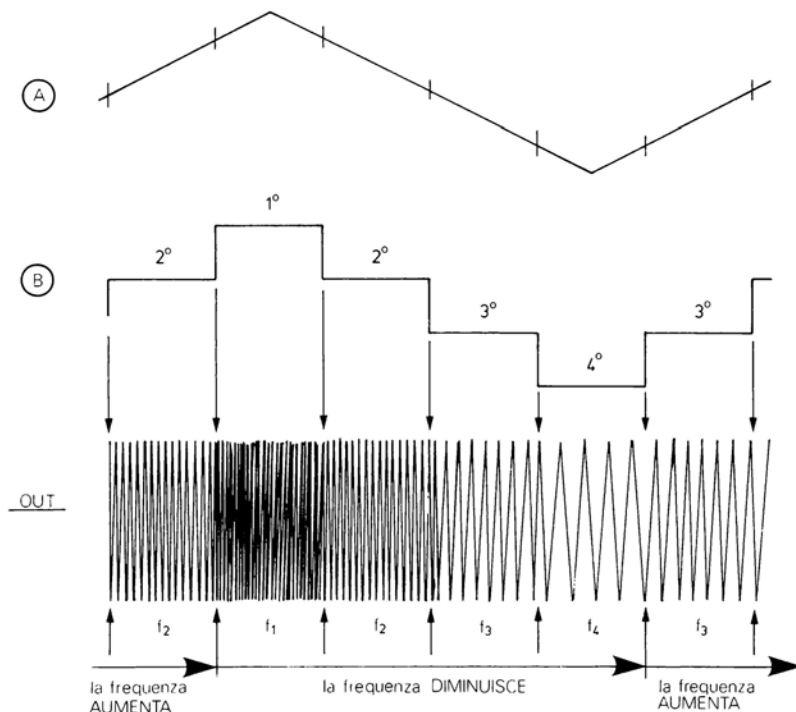



Figura 9-18

L'onda a quattro gradini modula un'oscillatore controllato in tensione (A_6, A_7) che fornisce in uscita quattro frequenze differenti (una per ogni gradino) come visibile in fig. 9-18. Collegando, quindi, un'amplificatore all'uscita del circuito, si ascolteranno nell'altoparlante quattro diversi toni che cambiano rapidamente.

Come si è già detto si può sostituire R_1 con una resistenza da 10 kΩ in modo da ottenere un'effetto differente. È anche possibile sostituire C_1 con un condensatore da 0.1 μF a 3.3 μF (non polarizzato), sostituire C_2 con un condensatore da 470 pF a 3300 pF, togliere la resistenza R_{16} o sostituire alcune delle resistenze R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, con valori dalla metà al doppio di quelli indicati in fig. 9-16.

CAPITOLO 10

CIRCUITI PER FOTOGRAFIA E RADIOAMATORI LUCI PSICHEDELICHE ED EFFETTI LUMINOSI

In questo capitolo sono compresi circuiti per appassionati di fotografia e per radioamatori ed una serie di effetti luminosi.

Tra i vari circuiti vi sono: un trigger sonoro per fotografie speciali, un termostato per bagni fotografici, un tasto automatico per telegrafia, un'impianto di luci psichedeliche a tre canali, delle luci psichedeliche casuali, ecc.

Oltre a questi progetti, per quanto riguarda i circuiti per fotografia, è possibile trovare al primo paragrafo del capitolo 6 un termometro a tre LED modificabile per le temperature dei bagni fotografici, come indicato nello stesso paragrafo.

CIRCUITI PER FOTOGRAFIA

TRIGGER SONORO PER FOTOGRAFIA

+ 12 V

Come dice il titolo, il circuito di fig. 10-1 è un dispositivo che viene azionato dal rumore.

In fotografia tale dispositivo può essere utilizzato assieme ad un Flash Elettronico per realizzare fotografie speciali.

L'elemento sensibile del rumore è una capsula microfonica piezoelettrica che va posta in direzione del rumore, segue, quindi, un potenziometro (R_1) che serve per regolare la sensibilità.

Il segnale proveniente dal microfono viene amplificato da A_1 e A_2. Notate che a differenza di quanto si è detto, per esempio, nel capitolo 2, le R_b di questi amplificatori (R_5, R_8) sono 10 volte e non 2 volte più grandi delle R_f (R_4, R_7), la ragione è che i due amplificatori non devono riprodurre fedelmente il suono ma solo amplificare più possibile uno dei due picchi della frequenza sonora che, raggiungendo un determinato livello, fa scattare il trigger.

Dopo i due amplificatori vi è un Flip Flop S/R modificato che funziona anche da comparatore e scatta quando il suono supera un determinato livello; a questo punto il LED rosso si accende ed il Flash viene azionato tramite il relè. Premendo P_1 (Reset) il relè viene disattivato ed il circuito è pronto per un'altra fotografia.

Il trigger sonoro va utilizzato come visibile in fig. 10-2. Il relè è collegato ad un Flash Elettronico, l'otturatore della macchina fotografica è aperto; naturalmente per

SENSIBILITA
SUONO
Capsula Micro piezo
R1 47K Pot.
R2 1K
C1 1µ 16V
R3 47K
A1
R4 1M
R5 10M
+12V
+12 V
C2 1µ 16V
R6 18K
A2
R7 1M
R8 10M
+12V
D1 1N4148
R9 4.7K
C3 0.001µ
R10 100K
R11 100K
A3
R12 150K
R13 220K
+12V
P1
RESET
R14 47K
A4
R15 100K
+12V
R16 1K
R17 2.2K
R18 2.2K
Q1 2N2222
D2 1N4001
+12V
Relè 12V 100 Ω min
Ai contatti del Flash elettronico

Figura 10-1

non impressionare la pellicola il tutto va posto al buio.

Lasciando cadere, per esempio, un bicchiere (ma si può fotografare anche una biglia che cade nell'acqua o altre cose che provocano rumore) il trigger sonoro azionerà il Flash quando il bicchiere stesso toccherà terra frantumandosi e la pellicola fotografica verrà impressionata nello stesso momento.

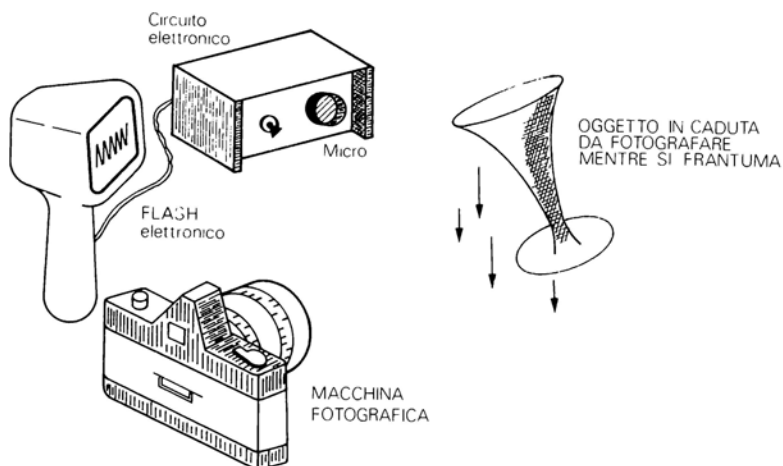



Figura 10-2

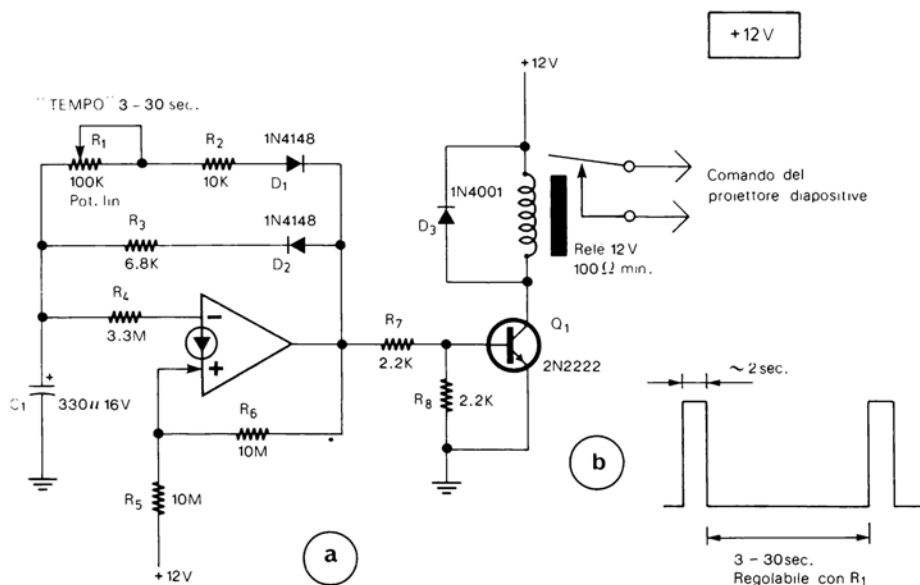



Figura 10-3

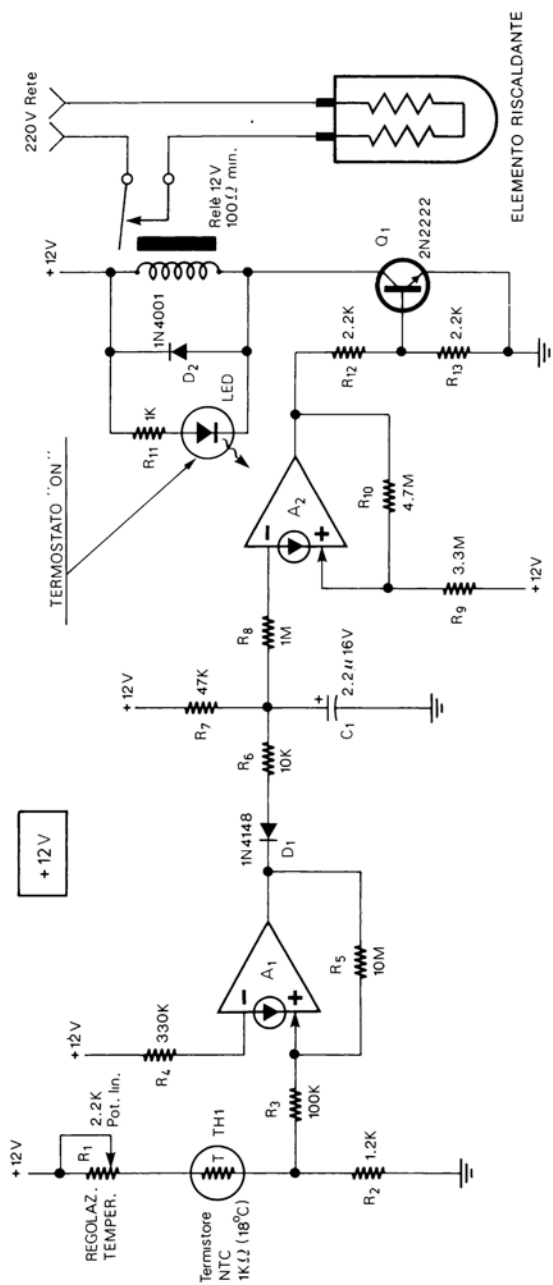



Figura 10-4

COMANDO AUTOMATICO PER PROIETTORI DI DIAPOSITIVE

+ 12 V

Il dispositivo di fig. 10-3 consente di comandate automaticamente un proiettore di diapositive.

Il circuito, infatti, produce degli impulsi di circa 2 secondi (fig. 10-3b) distanziati uno dall'altro da un tempo di 3-30 secondi regolabile tramite il potenziometro R_1.

Ad ogni impulso i contatti del relè (che sono collegati al comando del proiettore) si chiudono facendo avanzare la diapositiva successiva.

TERMOSTATO PER BAGNI FOTOGRAFICI

+ 12 V

Il termostato di fig. 10-4 consente di tenere un bagno fotografico a temperatura costante, cosa molto importante specialmente nello sviluppo di fotografie a colori.

L'elemento sensibile è un termistore NTC (TH_1) che rivela la temperatura del liquido. Se la temperatura scende al di sotto di quanto stabilito con il potenziometro R_1, il circuito mette in funzione, tramite il relè, l'elemento riscaldante per il tempo necessario a far ritornare la temperatura al livello richiesto.

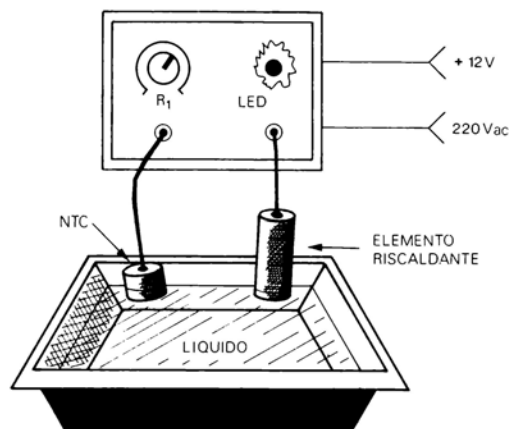



Figura 10-5

L'NTC (che deve essere incapsulata) va immersa assieme all'elemento riscaldante nel bagno fotografico come visibile in fig. 10-5, quindi si regola, partendo dalla temperatura più bassa, il potenziometro R_1 per la temperatura richiesta. Il termostato può essere utilizzato anche in altre applicazioni non fotografiche.

TEMPORIZZATORE PER INGRANDITORI 1-60 Sec.

+ 12 V

Per ottenere una precisa esposizione della carta fotografica, si può collegare all'ingranditore il temporizzatore di fig. 10-6.

Premendo il pulsante P_1 (Start) si scarica velocemente il condensatore C_1 e con-

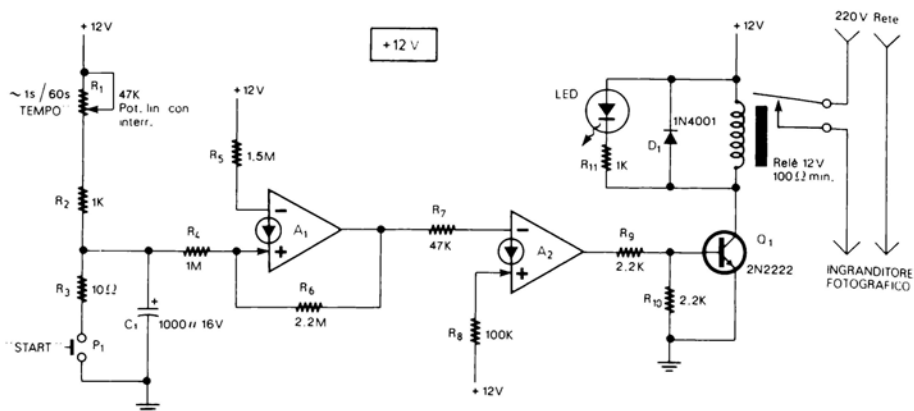



Figura 10-6

temporaneamente viene attivato il relè che dà corrente all'ingranditore per un tempo regolabile con il potenziometro R_1, tra circa 1 secondo e circa 60 secondi. Il temporizzatore può essere racchiuso in un piccolo contenitore, come visibile in fig. 10-7.

Utilizzando un'orologio con la lancetta dei secondi o un cronometro, si può disegnare attorno alla manopola del potenziometro una scala con i vari tempi misurati. Il tempo minimo e massimo di temporizzazione può essere modificato cambiando il valore di C_1. Il circuito può essere alimentato da un piccolo alimentatore a 12 V che può utilizzare come comando ON/OFF l'interruttore del potenziometro.

Figura 10-7

+12 V ± 5%
VELOCITÀ
470K Pot.
TASTO
METALLO
PUNTI
LINEE
LED
1N4001
Relè 12V 100 Ω min.
AI TX ingresso tasto
2N2222
1N4148

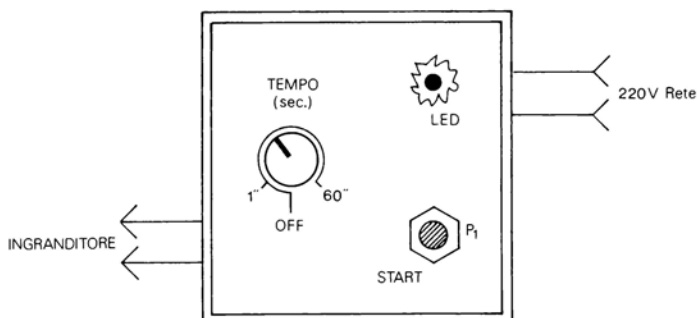
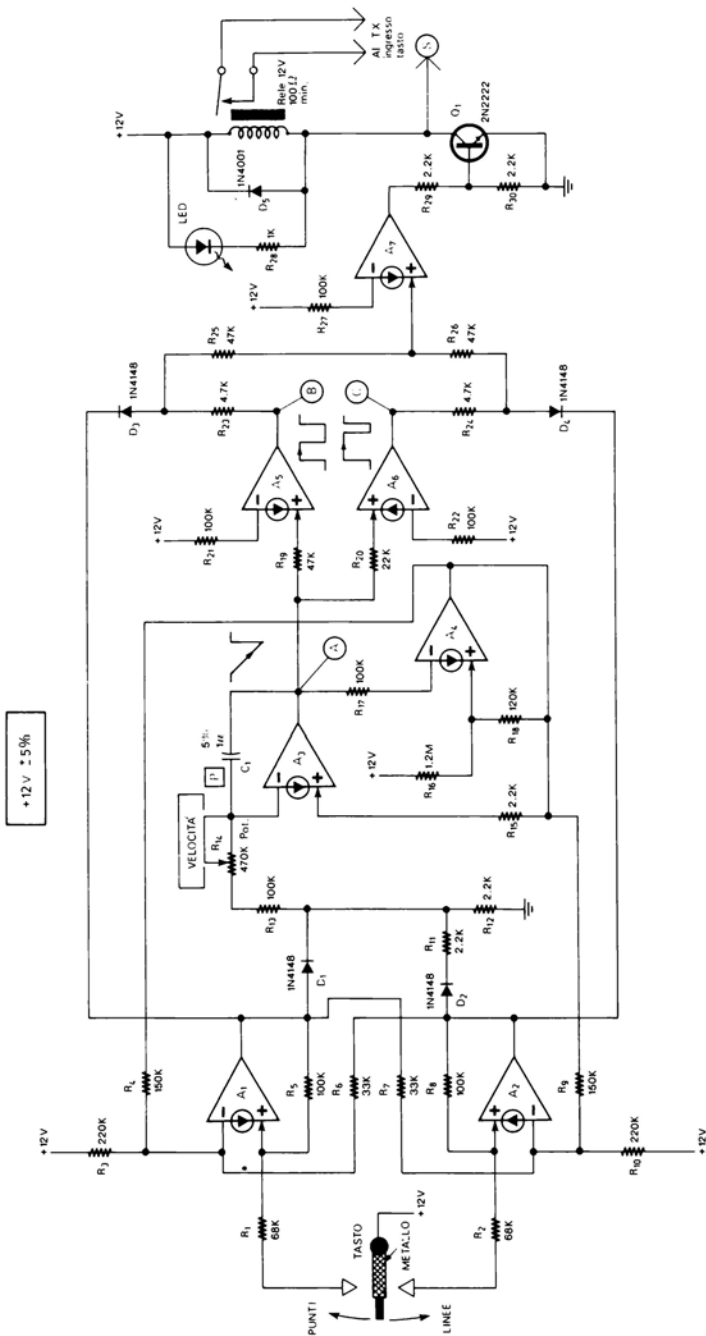



Figura 10-8

TASTO ELETTRONICO AUTOMATICO PER TELEGRAFIA

+ 12 V ± 5%

Il tasto elettronico consente di inviare messaggi in telegrafia a velocità più elevate dei comuni tasti.

Spostando la leva del tasto da un lato l'apparecchio produce una serie di punti, spostando la leva nel lato opposto produce, invece, una serie di linee.

Il circuito è in fig. 10-8.

Il tasto ha una parte metallica che è collegata ai 12 V.

Se si sposta il tasto, per esempio verso il contatto dei punti, il circuito di ingresso (A_1, A_2) blocca tramite R_7 l'esecuzione delle linee finchè il punto o i punti non sono completati; questo vuol dire che spostando il tasto verso il contatto delle linee, la linea o le linee iniziano quando l'ultimo punto è completato, lo stesso vale se si inizia con le linee (ma in questo caso i punti sono bloccati tramite R_6).

Il circuito che genera i punti e le linee è costituito da un'oscillatore a denti di sega (A_3, A_4) la cui uscita viene squadrata da due comparatori (A_5, A_6) nel modo indicato in fig. 10-9.

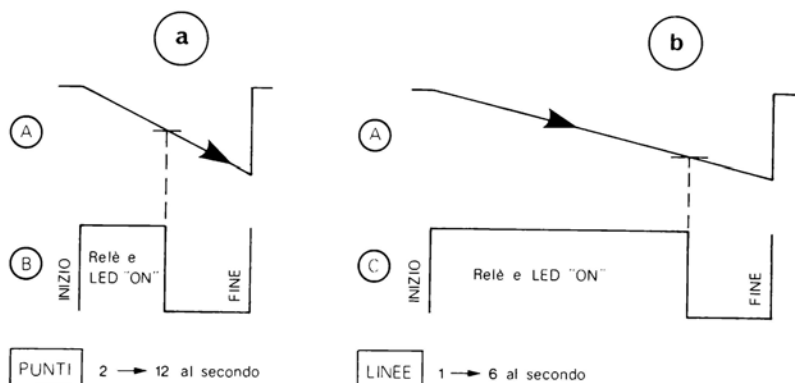



Figura 10-9

Quando l'uscita di uno dei comparatori si trova alla massima tensione, il LED rosso è acceso ed i contatti del relè (che sono collegati al trasmettitore) sono chiusi.

La velocità dei punti e delle linee può essere regolata tramite il potenziometro R_{14} da 2 a 12 punti al secondo e da 1 a 6 linee al secondo, il rapporto tra linee e punti rimane costante; come si è già detto in precedenza, sia le linee che i punti sono autocompletanti. La velocità di trasmissione può essere compresa tra 5 e 40 parole al minuto.

Il circuito utilizza 7 CDA (di due LM3900), utilizzando l'ottavo CDA si può aggiungere al tasto elettronico un monitor sonoro.

Lo schema dell'oscillatore monitor sonoro è in fig. 10-10 e va collegato al punto S del circuito di fig. 10-8.

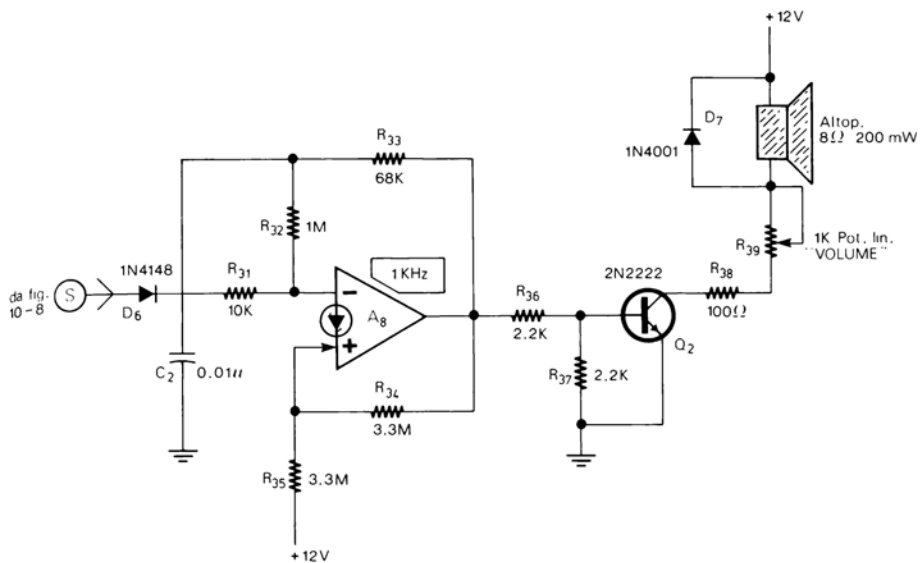



Figura 10-10

Il potenziometro con interruttore R_{39} viene utilizzato come controllo di volume e comando ON/OFF.

Il tasto elettronico può essere realizzato in pratica come in fig. 10-11.

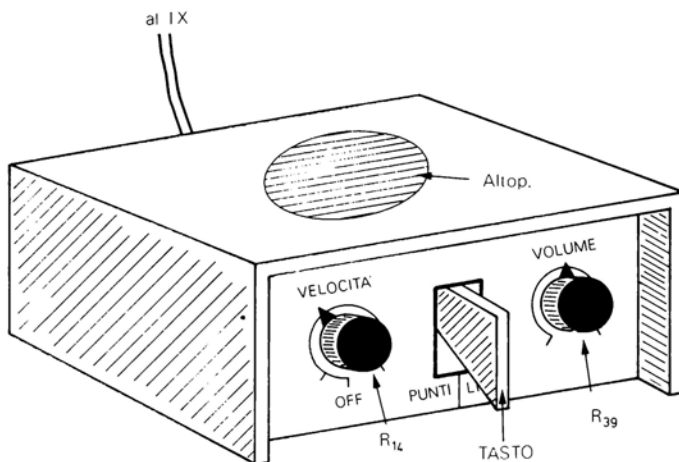



Figura 10-11

FILTRO VOCE

+ 9/20 V

Il Filtro Voce limita la larghezza di banda audio alle sole frequenze del parlato (300 Hz - 3 kHz) e può essere utilizzato oltre che in applicazioni radioamatoriali anche in telefonia e in generale in sistemi di trasmissioni foniche.

Il circuito (fig. 10-12) è un filtro Passa Banda largo, formato da un filtro Passa Basso con frequenza di taglio (f_{cH}) di 3.1 kHz, seguito da un filtro Passa Alto con frequenza di taglio (f_{cL}) di 300 Hz (vedere anche par. 26 capitolo 2). I due filtri in serie hanno un responso indicato in fig. 10-13.

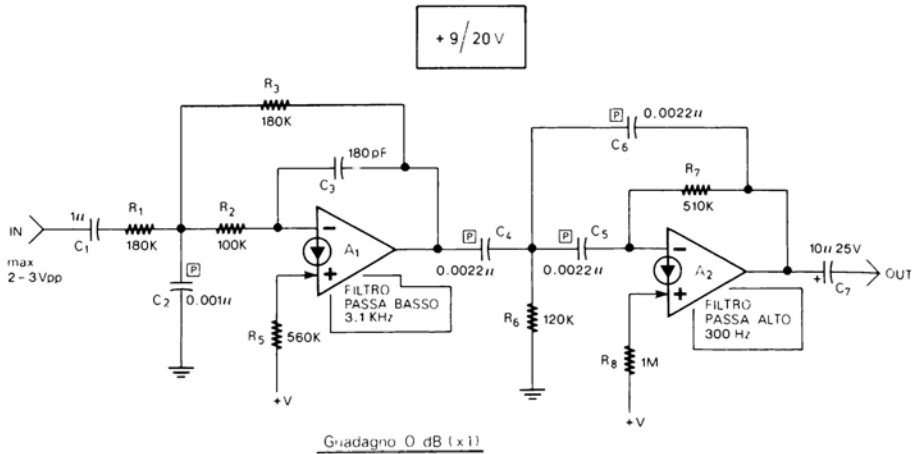



Figura 10-12

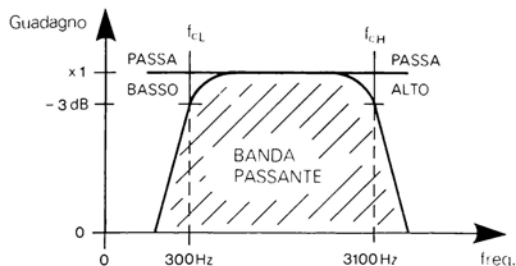



Figura 10-13

Il guadagno nella banda passante è di 0 dB (×1), l'attenuazione delle frequenze al di fuori della banda passante è di 12 dB/ottava.

Per maggiore precisione è molto importante utilizzare resistenze e condensatori al 5%. L'ampiezza massima del segnale di ingresso va limitata a circa i 2/3 di +V.

OSCILLATORE PER TELEGRAFIA

+ 9 V

Il circuito di fig. 10-14 è un semplice oscillatore sonoro per esercitazioni di telegrafia.

Non richiede alcuna taratura e può essere inserito, assieme ad una batteria da 9 V e un'interruttore di ON/OFF, in un piccolo contenitore di qualsiasi tipo.

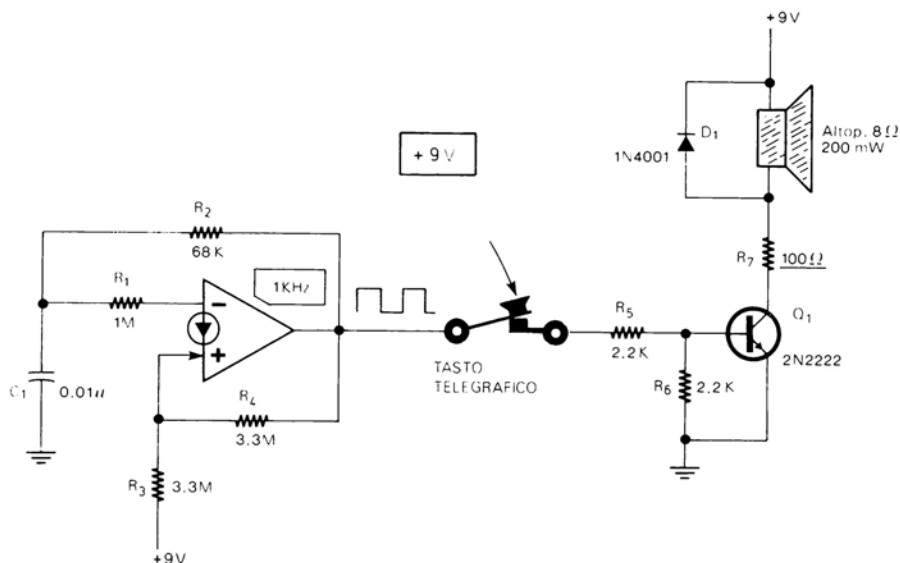



Figura 10-14

LUCI PSICHEDELICHE ED EFFETTI LUMINOSI

LUCI PSICHEDELICHE

+ 15 V

Il primo effetto luminoso della serie è il classico circuito di luci psichedeliche a tre canali collegato a tre lampadine di diverso colore, che si accendono rispettivamente in presenza di suoni Bassi, Medi e Acuti.

Il circuito è in fig. 10-15. I due ingressi «Am» e «Gnd» vanno collegati, rispettivamente, all'uscita e alla massa dell'amplificatore in modo da prelevare il segnale audio.

Il potenziometro R_1 serve per regolare la sensibilità delle luci psichedeliche. Subito dopo segue un'amplificatore (A_1) e tre potenziometri (R_7, R_8, R_9) che regolano la sensibilità di ciascuno dei tre canali (Bassi, Medi e Acuti).

Le frequenze audio sono suddivise in tre canali da tre filtri (A_2, A_3, A_4), un Passa Basso (per i Bassi), un Passa Banda (per i Medi), ed un Passa Alto (per gli Acuti). Il responso dei tre filtri è indicato in fig. 10-16.

Subito dopo i filtri seguono tre triggers di Schmitt le cui uscite (A, B, C) possono

SENSIBILITA'
47K Pot. log.
IN
Gnd
BASSI
MEDI
ACUTI
10k Pot. lin.
PASSA BASSO
PASSA BANDA
PASSA ALTO
1N4148
+ 15 V
USCITE
A B C
a fig. 10-17 o fig. 10-23

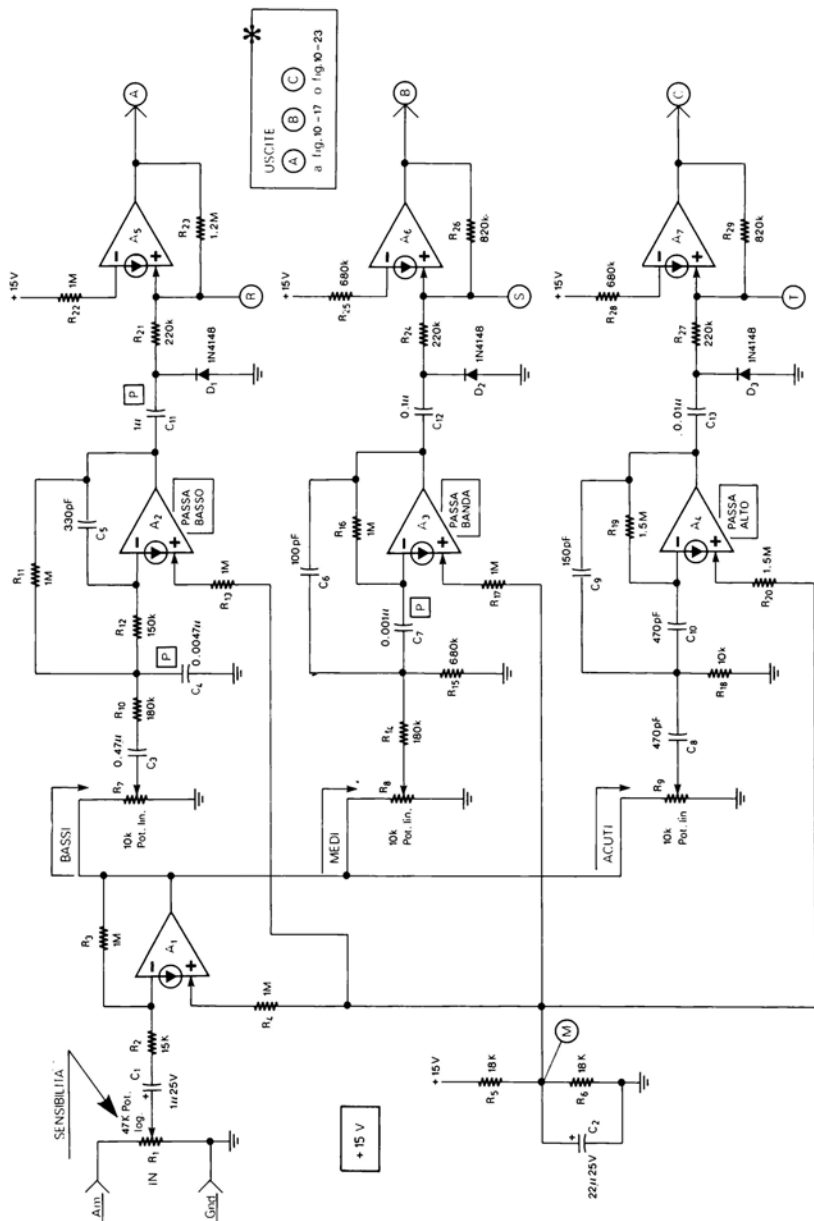
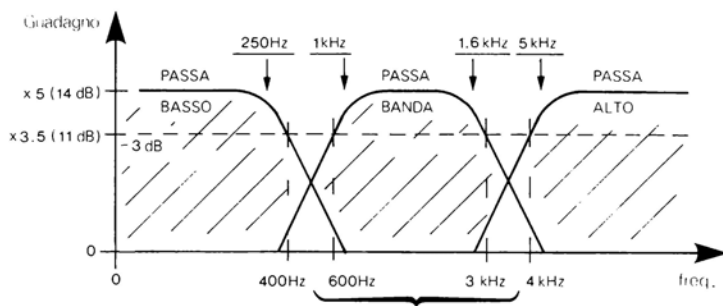



Figura 10-15

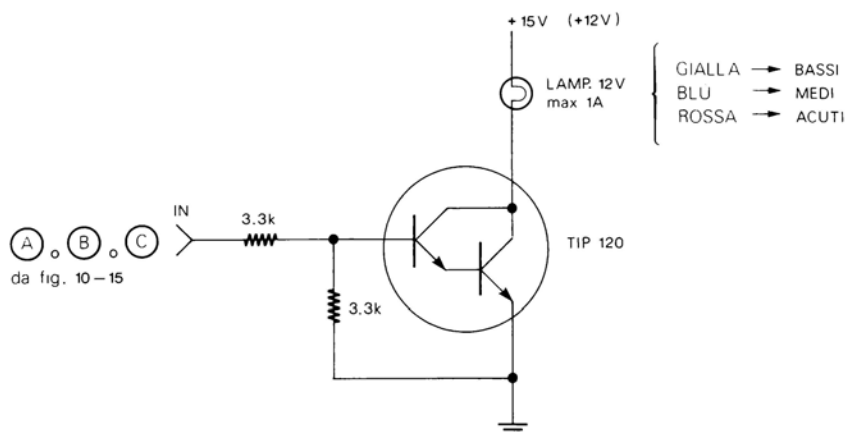



Figura 10-16

Figura 10-17

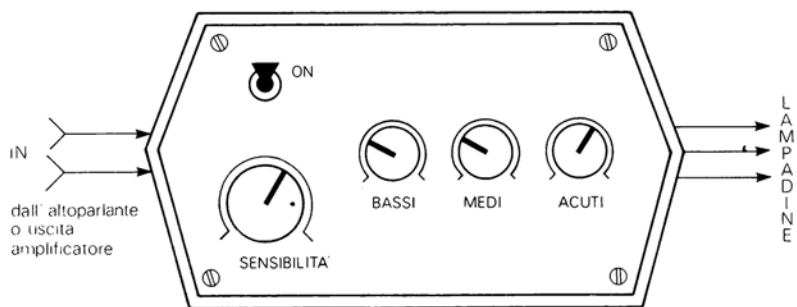



Figura 10-18

essere collegate, per esempio, a tre circuiti come quello di fig. 10-17 che usa un darlington per pilotare la lampadina da 12 V. Per ogni canale è utilizzata una lampadina di colore diverso.

I punti M, R, S, T, indicati in fig. 10-15, servono per alcui circuiti aggiuntivi che saranno esposti nei prossimi paragrafi.

Il circuito di fig. 10-17 è utilizzato anche in alcuni dei prossimi effetti luminosi.

Le luci psichedeliche possono essere realizzate in pratica come in fig. 10-18. L'elevata sensibilità permette di collegare l'ingresso anche ad amplificatori di bassa potenza, a radio, ecc.

PREAMPLIFICATORE MICROFONICO PER LUCI PSICHEDELICHE

+ 15 V | + 18 V

Le luci psichedeliche di fig. 10-15 utilizzano 7 CDA, avanza, perciò, un CDA con il quale si può realizzare il Preamplificatore Microfonico di fig. 10-19; tale preamplificatore consente di pilotare le luci psichedeliche direttamente con i suoni (anche voci, rumori, ecc.) senza dover collegare l'ingresso all'amplificatore o alla radio.

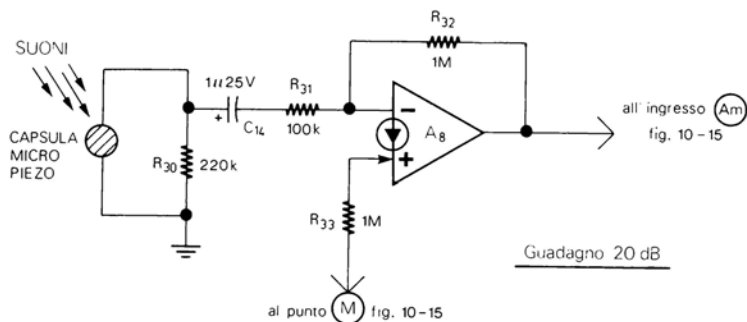



Figura 10-19

I suoni vengono captati da una capsula piezoelettrica. L'uscita del preamplificatore (che ha un guadagno di 20 dB) va collegata all'ingresso delle luci psichedeliche. La resistenza di polarizzazione R_{33} va, invece, collegata al punto M del circuito di fig. 10-15.

Il circuito di fig. 10-19 è particolarmente progettato per le luci psichedeliche di fig. 10-15.

Se, però, si vuole aggiungere il microfono ad un'impianto di luci psichedeliche di cui si è già in possesso, si può utilizzare il Preamplificator Microfonico Universale per luci psichedeliche di fig. 10-20.

Le differenze rispetto al circuito precedente sono soprattutto il maggiore guadagno (33 dB) e la presenza di un potenziometro con interruttore (R_1) come controllo di sensibilità e ON/OFF.

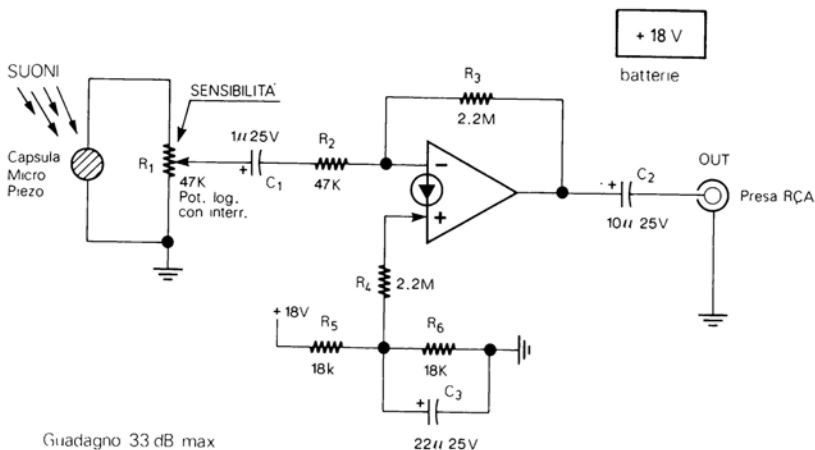



Figura 10-20

Il preamplificatore può essere realizzato utilizzando un piccolo contenitore, come visibile in fig. 10-21. L'uscita (che utilizza una presa audio tipo RCA) va collegata all'ingresso delle luci psichedeliche, facendo attenzione a collegare esattamente l'uscita stessa e la massa.

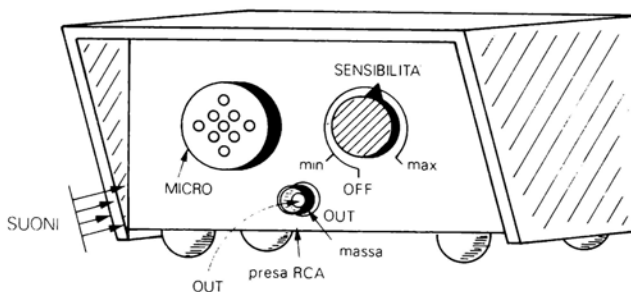



Figura 10-21

GENERATORE IN SEQUENZA PER LUCI PSICHEDELICHE | + 15 V |

Il generatore in sequenza di fig. 10-22a (vedere anche par. 34 capitolo 2) va applicato alle luci psichedeliche di fig. 10-15 e senza segnali audio al loro ingresso, consente di fare accendere in sequenza le tre lampadine collegate alle tre uscite.

Le tre uscite R, S, T, del circuito di fig. 10-22a, vanno collegate ai rispettivi ingressi di fig. 10-15; anche l'alimentazione è la medesima.

+15 V
+15 V
a
S_1^a
S_1^b
S_1^c
S_1^d
A
B
C
D
NC
R_1 27K
R_2 68K
R_3 150K
R_4 220K
R_5 27K
R_6 68K
R_7 150K
R_8 220K
R_9 27K
R_1 68K
R_{11} 150K
R_{12} 220K
R_{13} 47K
R_{14} 47K
R_{15} 47K
C_1 0.47μ
C_2 0.47μ
C_3 0.47μ
P
A_1
A_2
A_3
14
7
D_1 1N4148
D_2 1N4148
D_3 1N4148
S fig. 10 – 15
R fig. 10 – 15
T fig. 10 – 15
S_1a – b – c – d Comm 4 vie 4 pos.
c
8Hz Ⓐ
4Hz Ⓑ
2Hz Ⓒ
Ⓓ OFF
S_1
ON
OFF
LAMP. BASSI
LAMP. MEDI
LAMP. ACUTI
LAMP. BASSI
ecc...
TEMPO
b

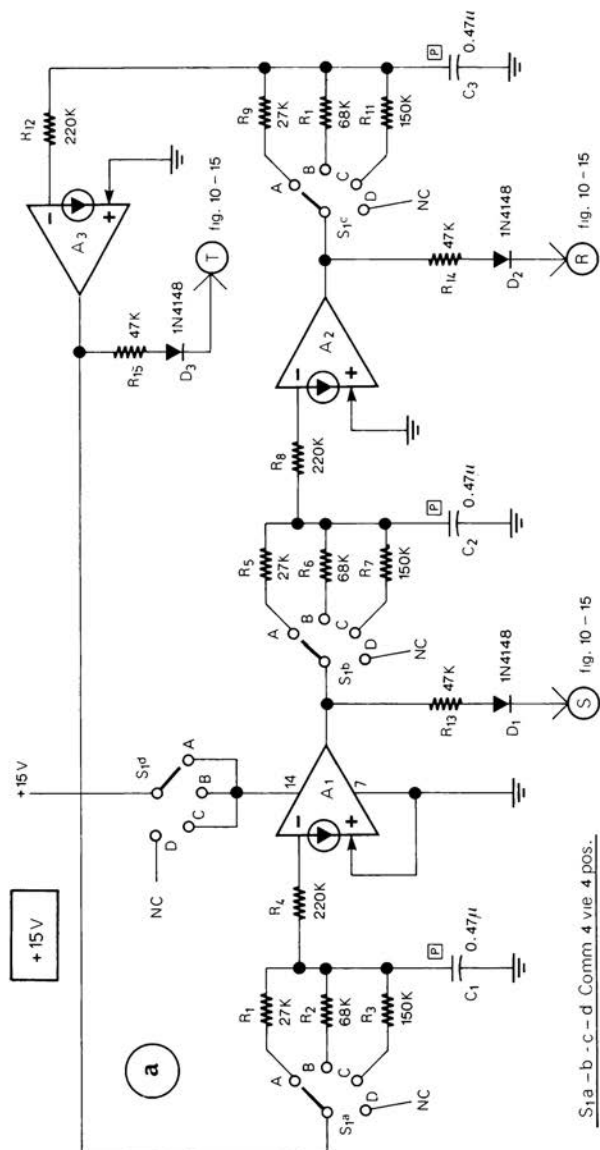



Figura 10-22

Senza collegare all'ingresso delle luci psichedeliche un segnale audio, le tre lampadine si accendono secondo l'ordine indicato in fig. 10-22b.

La frequenza di accensione può essere di circa 2 Hz, 4 Hz, 8 Hz, a seconda della posizione del commutatore S_1 (che è a 4 vie 4 posizioni); nella quarta posizione (OFF) il generatore è disinserito.

La manopola del commutatore può essere inserita sul pannello frontale del contenitore delle luci psichedeliche (fig. 10-18) nel modo indicato in fig. 10-22c. Cambiando a tre a tre il valore delle resistenze R_1, R_2, R_3 - R_5, R_6, R_7 - R_9, R_{10}, R_{11}, si possono ottenere frequenze differenti; la frequenza stessa cambia leggermente con tensioni di alimentazione diverse da 15 V.

CONVERTITORE DA LAMPADINA (O LED) A TRIAC

Le luci psichedeliche di fig. 10-15, come anche gli effetti luminosi dei prossimi paragrafi, utilizzano in uscita delle lampadine pilotate da darlington (fig. 10-17) o dei LED.

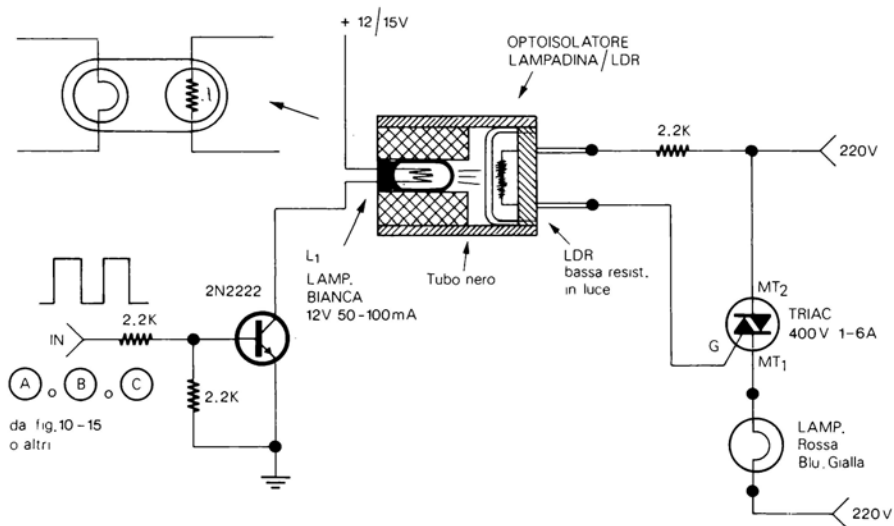



Figura 10-23

Utilizzando il circuito di fig. 10-23 è possibile pilotare con un TRIAC delle lampadine a tensione di rete (220 V) a partire da una bassa tensione di comando. Il circuito è costituito da un transistore d'ingresso (Q_1) che accende una piccola lampadina a 12 V (L_1) a bassa corrente (50-100 mA). La lampadina è racchiusa assieme ad una LDR in un piccolo contenitore di plastica nera, il tutto ben isolato dalla luce esterna.

Lampadina ed LDR formano un optoisolatore; quando la tensione all'ingresso IN è di 10-15 V il transistore fa accendere la lampadina, la resistenza della LDR scende al minimo e attraverso di essa passa una corrente che pilota il Gate del TRIAC il quale

fa accendere la lampadina da 220 V. Quindi, riepilogando. con l'ingresso IN a 0 la lampadina da 220 V è spenta, con l'ingresso IN a 10-15 V la lampadina è accesa.

Il wattaggio della lampadina da 220 V dipende dalla corrente massima del TRIAC usato. Per le luci psichedeliche di fig. 10-15 occorrono tre circuiti come quello di fig. 10-23 con tre lampadine a 220 V di diverso colore. Gli ingressi dei tre circuiti vanno collegati ai punti A, B, C di fig. 10-15.

Lo stesso circuito può essere utilizzato anche negli altri effetti luminosi o in genere dove è necessario pilotare un carico a 220 V a partire da una bassa tensione di pilotaggio.

Per gli effetti luminosi, e in genere per tutti i circuiti, che hanno in uscita un LED, si può utilizzare il circuito di fig. 10-24.

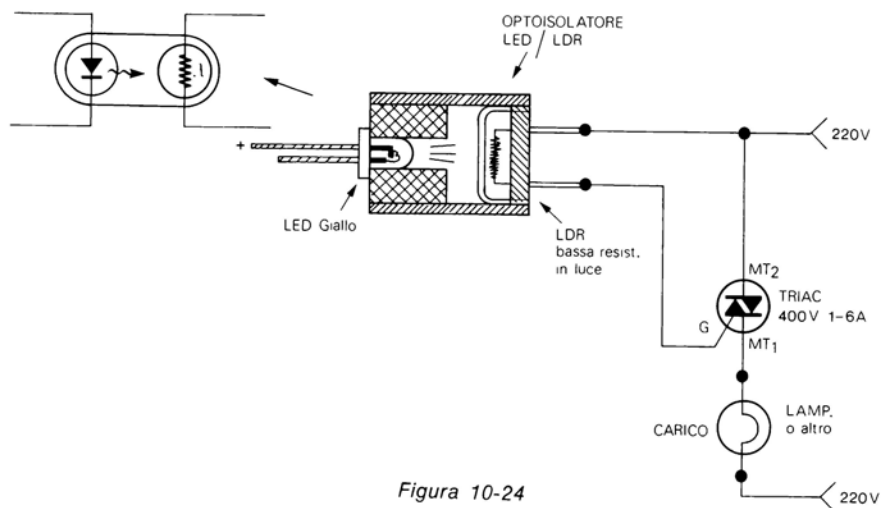



Figura 10-24

In tale circuito il LED illumina direttamente la LDR che a sua volta pilota il TRIAC (in questo circuito non va utilizzata la resistenza da 2.2 kΩ in serie alla LDR).

Anche in questo circuito LED ed LDR formano un'optoisolatore ed entrambe vanno racchiusi, come indicato in fig. 10-24, in un piccolo contenitore di plastica nera ben isolato dalla luce esterna.

Il LED utilizzato deve essere giallo che ha una maggiore luminosità.

Le LDR usate nei due circuiti appena presentati devono avere una bassa resistenza in luce (200-1000 Ω o meno).

Se necessario i TRIAC vanno montati su un dissipatore.

Oltre alle lampadine, attraverso i TRIAC è possibile pilotare anche altri carichi a 220 V.

I circuiti di fig. 10-23 e fig 10-24 possono essere utilizzati negli effetti luminosi dei prossimi paragrafi e dovunque occorra pilotare dei carichi a 220 V a partire da una bassa tensione di pilotaggio o da un led.

100K
3.3M
A1
2.2μ
16V
10M
10M
+12
100K
+12V
1M
B
A4
OUT
a fig. 10 - 17
o fig. 10 - 23
470K
100K
A2
3.3μ
16V
A
a
1K
LED
100K
A3
4.7μ
16V
b
max
2/3
1/2
1/3
min
ON
LED ON
OFF
+11V
0

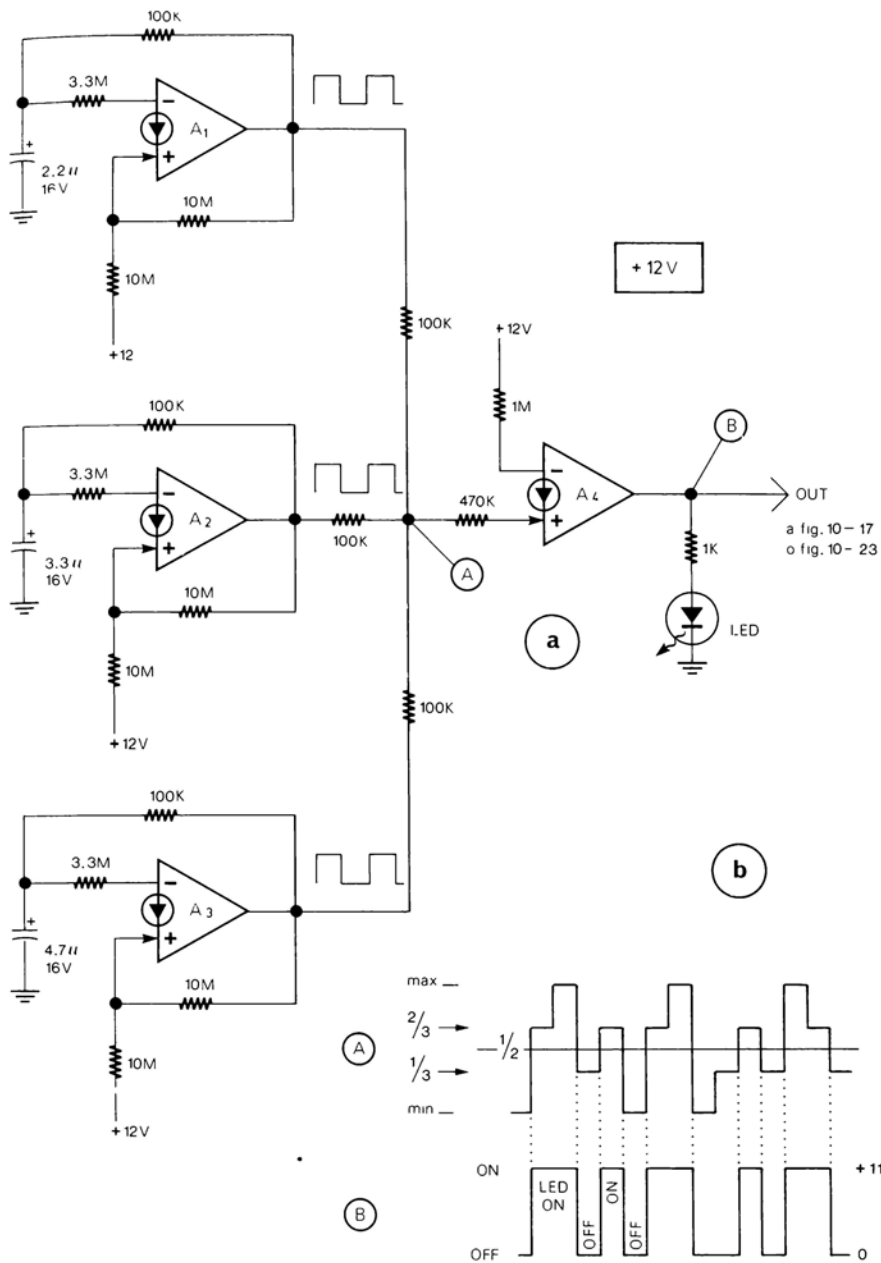
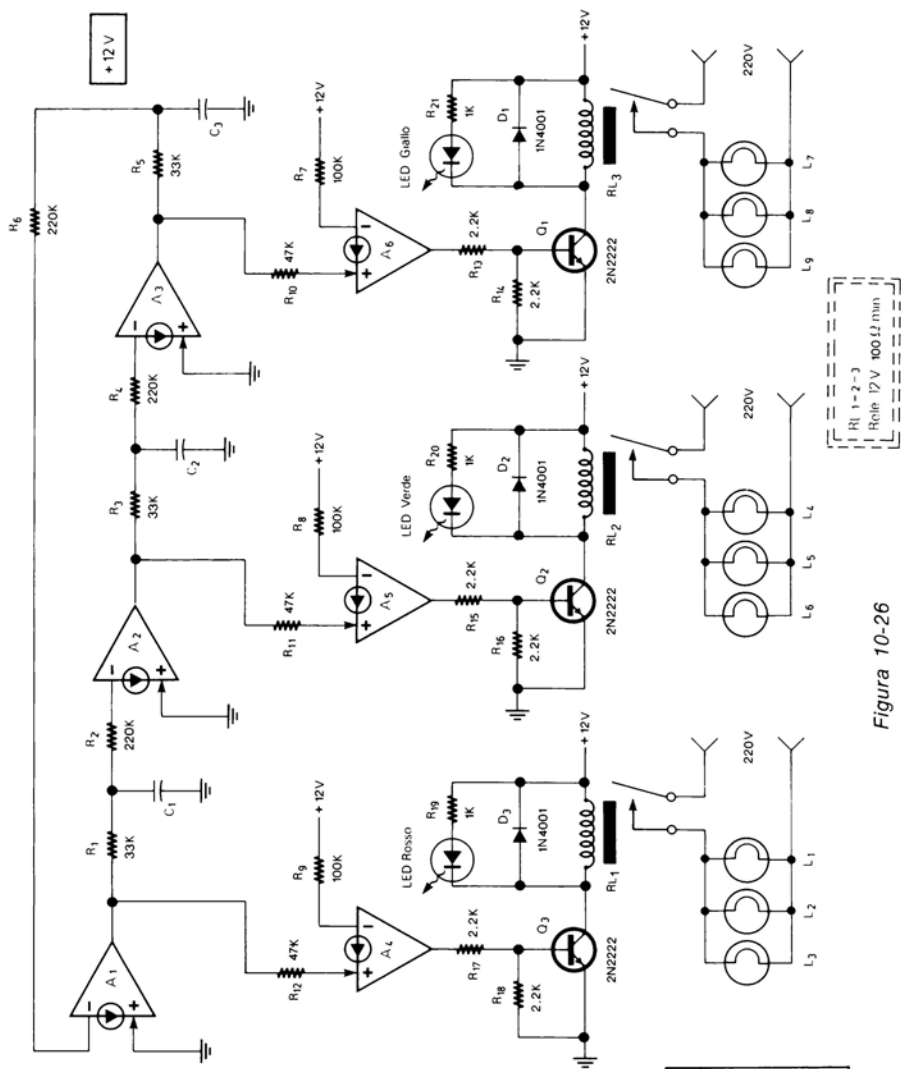



Figura 10-25

Figura 10-26

Tabella 10-1

con: $C_1C_2C_3$	freq. (Hz)
0.22μ	15
0.33μ	11
0.47μ	8
1 μ	4
2.2μ 16 V*	2
4.7μ 16 V*	1

* elettrolitici

LUCE PSICHEDELICA CASUALE

+ 12 V

Dopo le luci psichedeliche a tre canali, comandate dalla musica, un altro comune effetto luminoso è la luce (o le luci) psichedelica causale.

Il circuito (fig. 10-25a) è costituito da tre oscillatori ad onda quadra (A_1, A_2, A_3) con diverse frequenze che producono una tensione casuale (punto A).

La tensione casuale è inviata ad un comparatore che fa accendere un LED, appunto, in modo casuale.

Il funzionamento è in fig. 10-25b. Come si vede quando la tensione casuale è al di sopra di circa la metà di 12 V il LED è acceso, quando è al di sotto della metà il LED è spento.

All'uscita può essere collegato il circuito con darlington di fig. 10-17 o il circuito con TRIAC di fig. 10-23.

LUCI ROTANTI

+ 12 V

Il circuito delle luci rotanti (fig. 10-26) è basato sullo schema del generatore di impulsi in sequenza di cui si è parlato al par. 34 capitolo 2.

Il dispositivo accende e spegne una serie di lampadine disposte in modo da simulare una rotazione.

Le luci rotanti possono essere usate come luci psichedeliche o anche in applicazioni ornamentali e pubblicitarie.

La frequenza del generatore dipende dal valore dei condensatori C_1, C_2 e C_3 usati; nella tabella 10-1 sono indicati alcuni valori di condensatori e le relative frequenze misurate sperimentalmente.

Le lampadine vanno collegate ai contatti dei relè nel modo e con la posizione indicati in fig. 10-26.

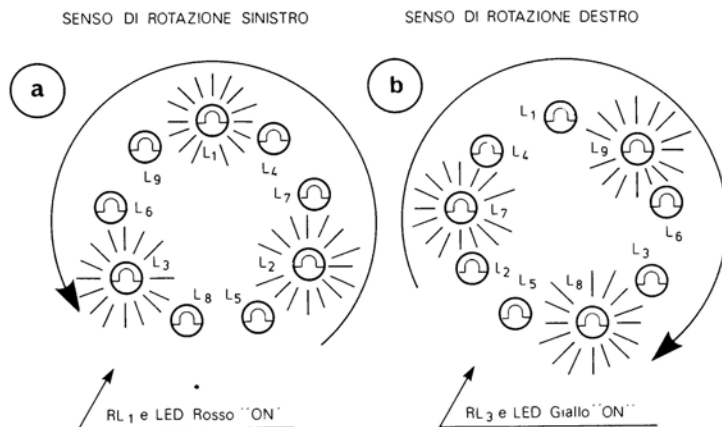



Figura 10-27

A seconda di come vengono disposte le lampadine, il circuito permette di simulare, senza modifiche, una rotazione delle luci a sinistra (fig. 10-27a) o una rotazione a destra (fig. 10-27b).

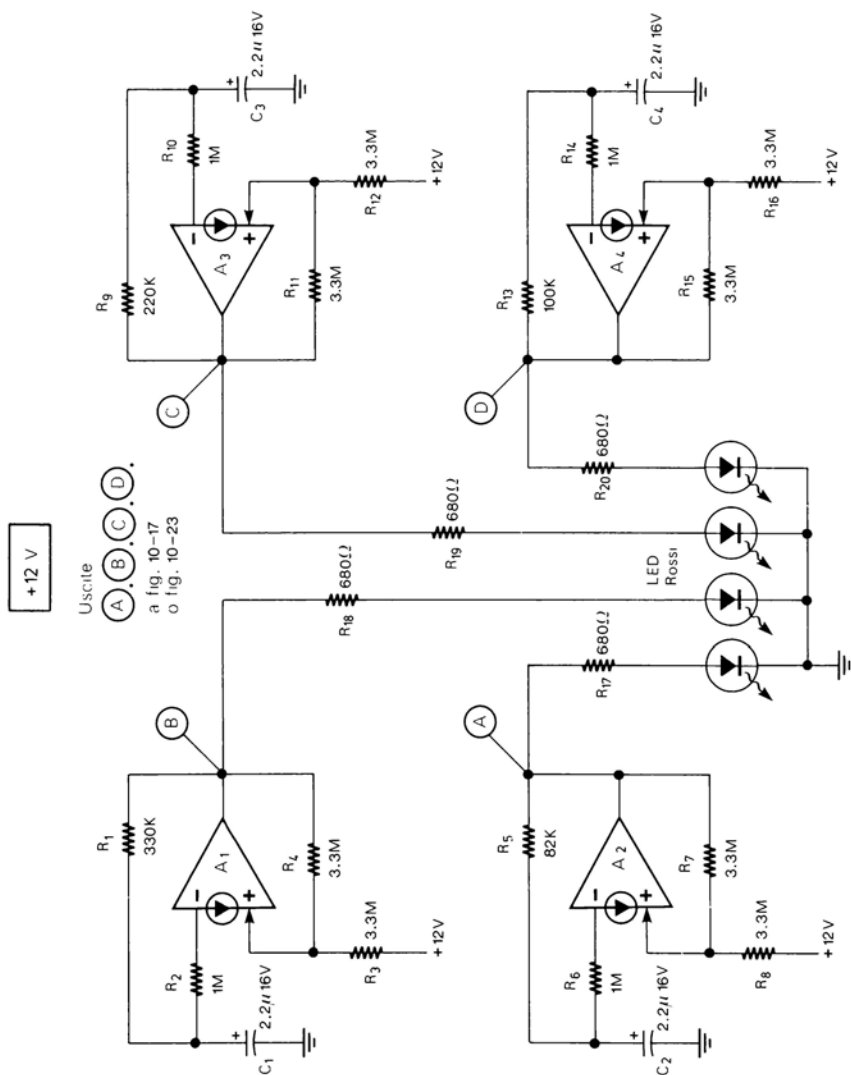



Figura 10-28

Come esempio sono state utilizzate nove lampadine, il loro numero, però, può essere aumentato aggiungendone altre in parallelo, l'importante è che il numero totale di esse sia multiplo di tre e che siano suddivise in numero uguale per ciascun contatto dei relè; inoltre, vanno disposte nel modo già indicato per le nove lampadine (fig. 10-26 e fig. 10-27).

Oltre ai valori indicati nella tabella 10-1, si possono utilizzare anche altri condensatori per ottenere differenti frequenze. Con alimentazioni di 12 V gli elettrolitici devono essere per 16 V o più.

LAMPEGGIATORE CASUALE QUADRUPLO

+ 12 V

Il circuito (fig. 10-28) è formato da quattro oscillatori con diversa frequenza di uscita.

Le uscite dei quattro oscillatori sono collegate a quattro LED rossi, affiancati.

Poichè la frequenza degli oscillatori è differente, la combinazione dei LED accesi e spenti è casuale.

Alle uscite, A, B, C, D, è possibile collegare il circuito di fig. 10-17 o il circuito di fig. 10-23.

CONVERTITORE DA SUONO A LINEA DI LED

+ 12 V ± 10%

In questo effetto luminoso (fig. 10-29) il suono captato dal microfono, ed amplificato da A_1 e A_2, viene trasformato (da D_1, R_9, C_3) in una tensione continua (V_c) che varia al variare del livello sonoro.

A seconda del valore di V_c i sei comparatori (A_3.....A_8) fanno accendere uno o più LED rossi.

La tensione approssimativa di accensione dei LED è indicata nella tabella 10-2. Se, per esempio, V_c è di 4 V saranno accesi i LED L_3, L_4, L_5, L_6; se, invece, è di 2 V sarà acceso solo L_6. Ed ancora, se V_c è superiore a 5 V o inferiore a 2 V, i LED saranno, rispettivamente, tutti accesi e tutti spenti.

In pratica si vedrà, quindi, una colonna di LED accendersi e spegnersi progressivamente a seconda del livello sonoro.

Il potenziometro R_1 («Sensibilità») va regolato in modo da ottenere il migliore effetto di luci; vale a dire i LED non devono essere tutti accesi o tutti spenti troppo spesso, ma devono accendersi e spegnersi seguendo il livello sonoro dell'ambiente.

Nell'uso pratico, il microfono va posto in prossimità della sorgente sonora. I LED possono essere tutti di un colore o di diversi colori.

Anche alle uscite (A.....F) di questo effetto luminoso possono essere collegati i circuiti di fig. 10-17 o fig. 10-23.

CONVERTITORE SUONO/FREQUENZA DEI LED

+ 12 V ± 10%

Anche il circuito di fig. 10-30 produce un'interessante effetto luminoso. Il suono ricevuto dal microfono viene amplificato (da A_1 e A_2) e trasformato (da D_1, D_1, R_9, C_4) in una tensione continua. Tale tensione continua, che è proporzionale all'intensità del suono di ingresso, viene applicata ad un'oscillatore controllato in tensione (A_3, A_4) la

Tabella 10-2

LED	VC
L_1	~5 V
L_2	~4.5 V
L_3	~3.5 V
L_4	~3 V
L_5	~2.5 V
L_6	~2 V

Figura 10-29

SUONI
Capsula Micro Piezo
SENSIBILITA'
R1 47K Pot. lin.
0.1μ C1
R3 47K
R4 1M
A1
R5 2.2M
+12V
R2 4.7K
0.1μ C2
R6 47K
R7 1M
A2
R8 2.2M
+12V
+ 12 V ± 10%
0.1μ C3
1N4148 D2
1N4148 D1
R9 10K
C4 0.0047μ
0.022μ C5
VCO
R10 1M
R11 470K
A3
R12 1M
R13 1.2M
A4
+12V
R14 1.2M
2N3904 Q1
R15 10K
220pF C6
0.001μ C7
R18 470K
R16 100K
A5
R17 100K
A6
R19 470K
0.001μ C8
A
B
R20 680Ω
R21 680Ω
LED Rosso
LED Verde
Uscite A, B
a fig. 10-17
o fig. 10-23
FLIP FLOP

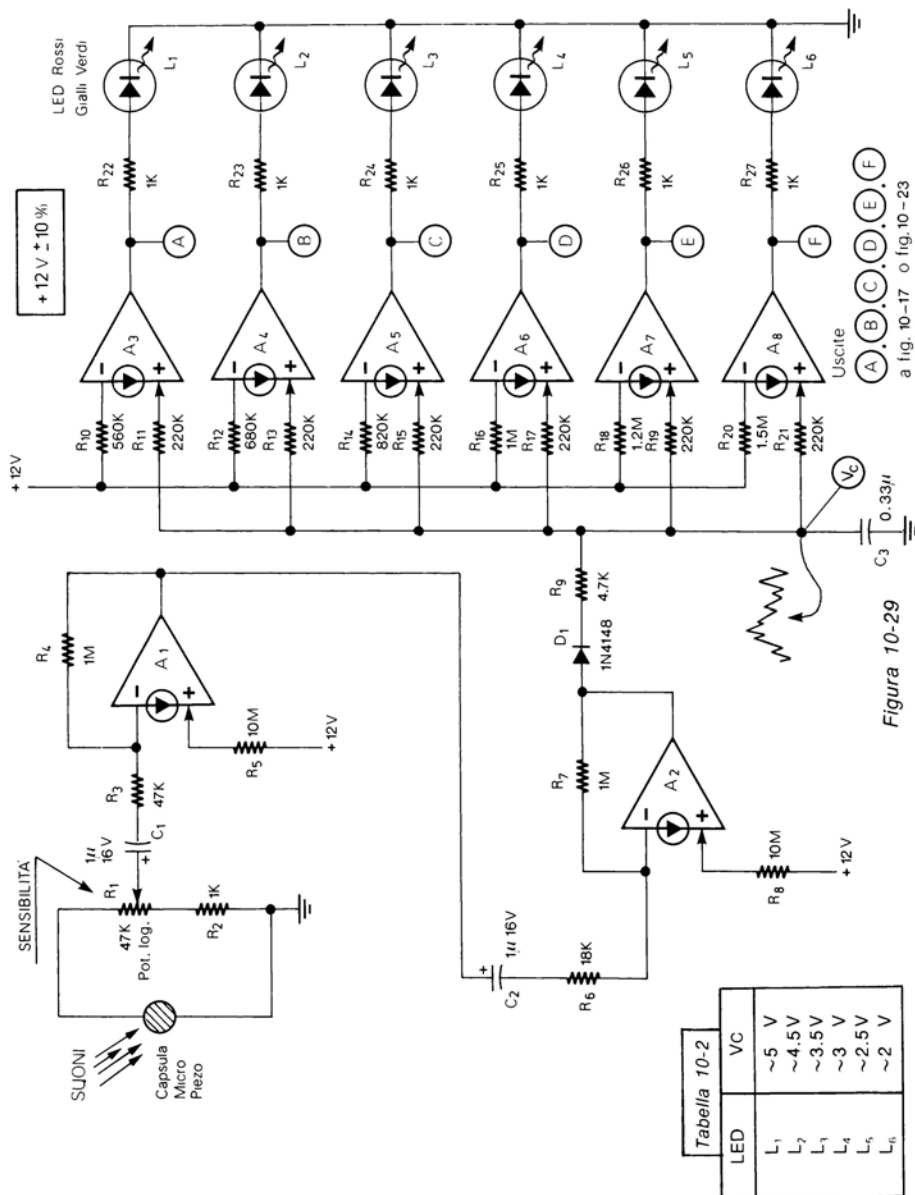
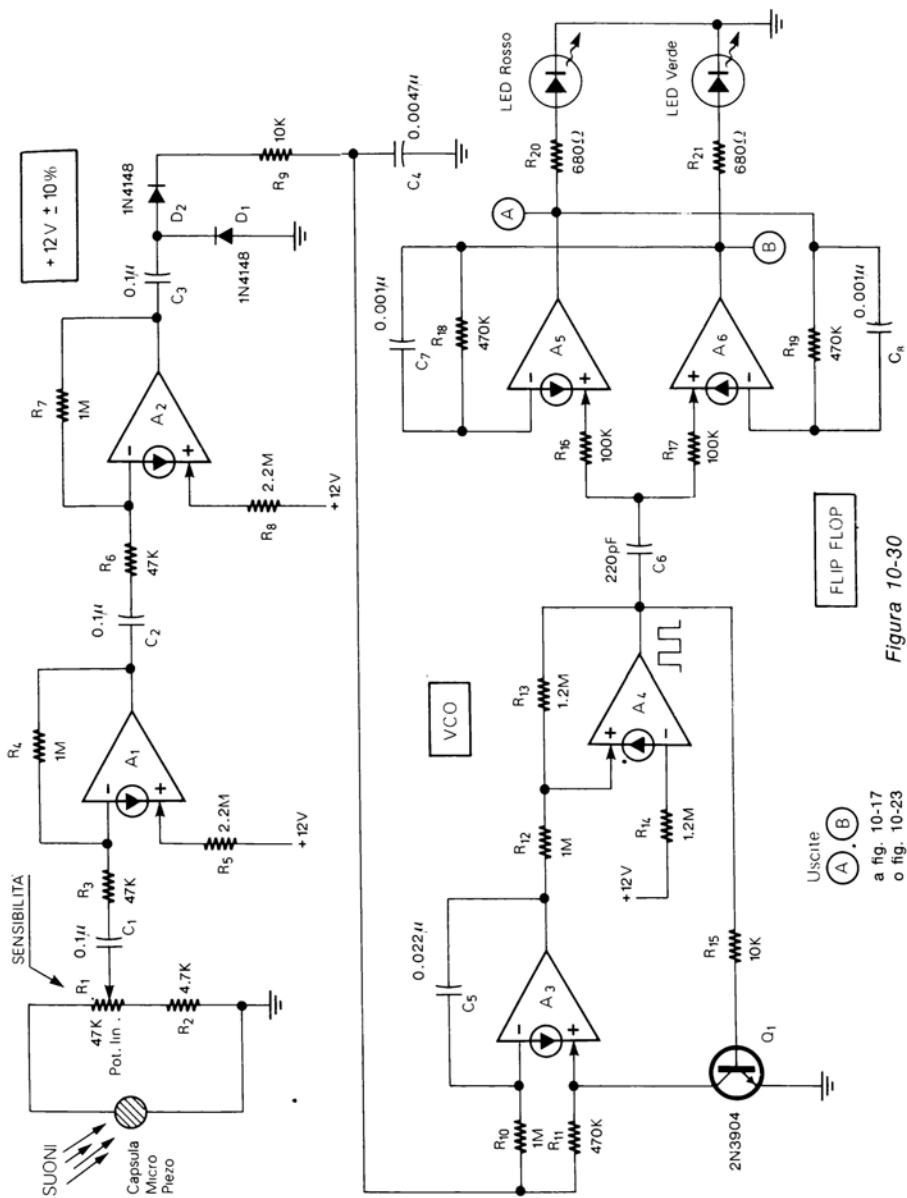



Figura 10-30

cui frequenza di uscita (a onda quadra) sarà anch'essa proporzionale all'intensità sonora. A sua volta l'oscillatore è collegato ad un Flip Flop (A_5, A_6) alle cui uscite sono collegati un LED rosso ed un LED verde che si accendono e spengono alternativamente.

Il risultato finale sarà che, all'aumentare del livello sonoro, la velocità di accensione e spegnimento dei due LED aumenterà (fino ad un massimo di 15-20 Hz), mentre se il livello sonoro diminuisce i due LED si alterneranno più lentamente. Il potenziometro di sensibilità (R_1) va regolato in modo che i due LED non si accendano sempre nè alla massima nè alla minima velocità, ma cambino velocità seguendo il suono. Una prova può essere effettuata fischiando a poca distanza dal microfono, aumentando e diminuendo l'intensità sonora del fischio e ruotando R_1.

Nell'uso pratico il microfono va posto in prossimità della sorgente sonora. Anche a questo dispositivo possono essere collegati i soliti circuiti con darlington o con TRIAC.

LUCE A FREQUENZA VARIABILE

+ 12 V

Questo è il più semplice degli effetti luminosi di questo capitolo (fig. 10-31).

Si tratta, infatti, di un oscillatore ad onda quadra la cui frequenza è regolabile (tramite il potenziometro R_1) da circa 1 Hz a 5 Hz. Il LED collegato all'uscita (o la lampadina del circuito eventualmente collegato in uscita) lampeggerà, quindi, ad una frequenza regolabile tra un lampeggio e cinque lampeggi al secondo.

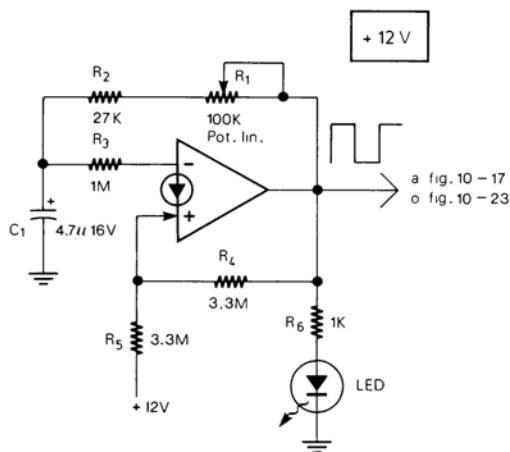



Figura 10-31

LUCE CHE AUMENTA E DIMINUISCE DI INTENSITÀ

+ 12 V

Il dispositivo di fig. 10-32 fa aumentare e diminuire automaticamente e di continuo l'intensità luminosa della lampadina.

Il circuito è costituito da due oscillatori ad onda quadra (A_1, A_2) con differenti frequenze e da un comparatore (A_3) collegato, non all'uscita dei due oscillatori, ma ai due condensatori C_1 e C_2 sui quali sono presenti le tensioni di carica e scarica.

L'onda quadra di uscita (punto S) avrà un Duty Cycle che varierà, automaticamente e continuamente, dal minimo (fig. 10-33a) al massimo (fig. 10-33b) e viceversa. Assieme al Duty Cycle varierà anche la luminosità della lampadina.

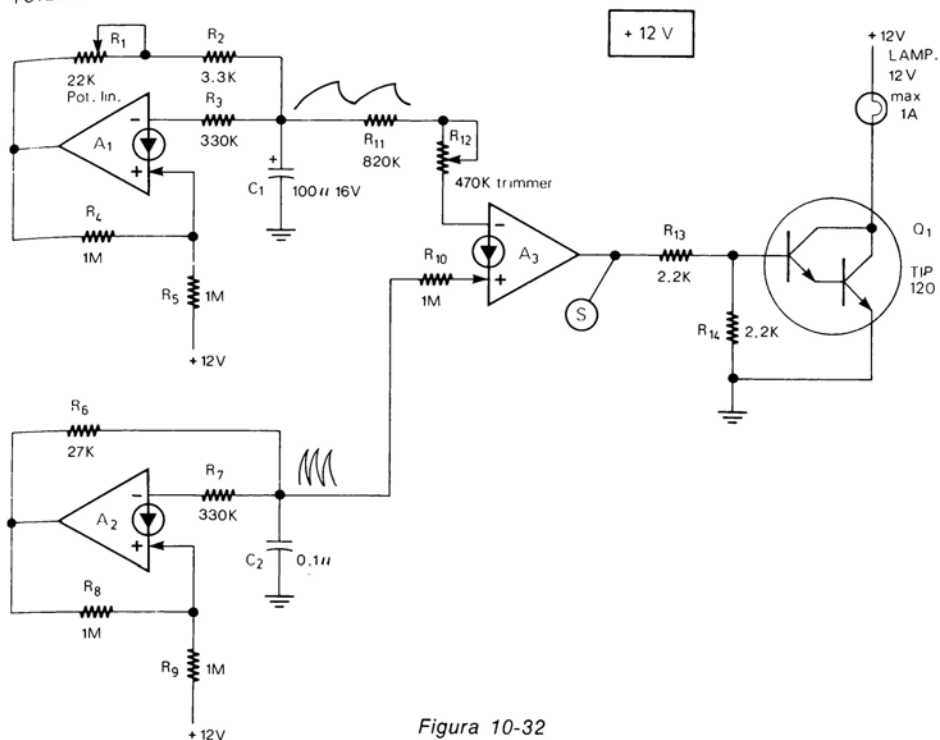
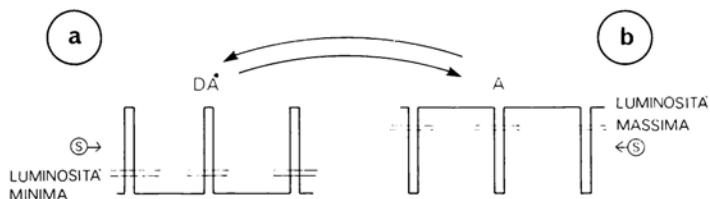



Figura 10-32

Figura 10-33

Il funzionamento del circuito è simile a quello del «Variatore a commutazione della luminosità di lampadine» di cui si è parlato al capitolo 7 (fig. 7-30 e 7-31) con la differenza che nel circuito di fig. 10-32 la variazione di luminosità è automatica. Il potenziometro R_1 regola la velocità con la quale l'intensità luminosa della lampadina passa dal minimo al massimo e dal massimo al minimo.

Con il potenziometro R_1 ruotato per la velocità di cambiamento più lenta, il trimmer R_{12} va regolato inmodo che, alla luminosità minima la lampadina non sia troppo accesa ma neanche arrivi a spegnersi.

Con alcune prove si può ottenere la migliore variazione.

CAPITOLO 11

GIOCHI, GADGETS E VARIE

Quest'ultimo capitolo di circuiti pratici (prima del 12 ed ultimo capitolo che comprende gli esperimenti con i CDA) è dedicato interamente a Giochi, ai Gadgets e ad altri circuiti non classificabili nei capitoli precedenti.

È bene chiarire cosa sia un «Gadget»: si tratta di un circuito (ma esistono anche Gadgets non elettronici) che non ha un'importante funzione pratica ma ha un funzionamento o un uso curioso e può essere utilizzato come semplice oggetto dimostrativo o come curiosità elettronica. Un'esempio può essere il circuito che produce un suono di frequenza proporzionale all'intensità della luce. Oltre ai Gadgets il capitolo contiene vari altri circuiti come: un Tester per prove parapsicologiche (E.S.P.), dei provariflessi, dei giochi per due o tre persone, un circuito per bicicletta, un Photofinish per micropiste giocattolo, ecc.

GIOCHI

TESTER PER PROVE E.S.P.

+ 9 V

Il tester può dare delle indicazioni attendibili sulle doti di Percezione Extra-Sensoriale (E.S.P.) di qualsiasi persona, si tratta, quindi, di una macchina per prove di parapsicologia.

Il tester permette di effettuare prove di Telepatia (la capacità di trasmettere il pensiero o una informazione senza i cinque sensi), di Chiaroveggenza (la facoltà di percepire un'evento già avvenuto ma che non è possibile conoscere o verificare con i cinque sensi) e di Precognizione (la facoltà di percepire eventi che ancora non sono accaduti).

Il circuito (fig. 11-1) è costituito da due Flip Flop (A_2, A_3 e A_4, A_5) che formano un contatore per quattro, e da un'oscillatore di circa 10 KHz (A_1). Quando si preme P_1 il contatore riceve gli impulsi ed i LED sembrano tutti accesi; rilasciando P_1 solo uno dei LED rimane acceso e, data l'alta velocità dell'oscillatore, è impossibile fare accendere volontariamente un LED scelto, l'accensione di uno o di un altro LED è, perciò, casuale e non influenzabile.

Il tester può essere realizzato come in fig. 11-2. Ad ogni LED viene affiancato un simbolo mnemonico (triangolo, cerchio, quadrato, e stella) che sia facile, quindi, da pensare ed eventualmente trasmettere.

Nell'uso, le prove con il tester vanno effettuate lentamente, senza fretta, concentrandosi ad ogni tentativo. L'ambiente deve essere silenzioso e non troppo illuminato. Il pulsante va premuto per circa un secondo per essere sicuri di «mescolare» bene i

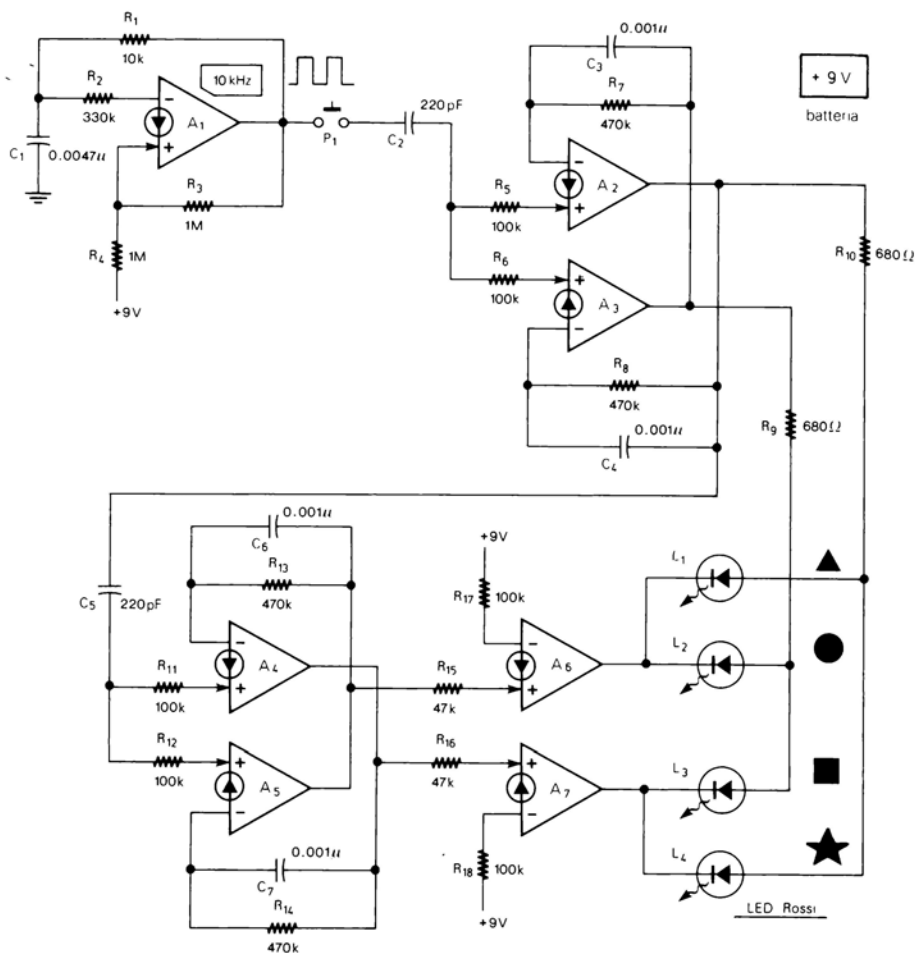



Figura 11-1

quattro LED. Accanto è bene tenere un blocco per appunti dove segnare i tentativi riusciti e non riusciti. Per ottenere un punteggio attendibile, bisogna effettuare molte prove (100, 200, 300 e più) suddivise in sedute di 10-20 prove. Per i quattro LED si può utilizzare qualsiasi simbolo, lettera, colore, ecc.

Test di Telepatia

Per la prova di Telepatia occorrono due soggetti, uno che trasmette e uno che riceve. Il soggetto che trasmette deve premere e rilasciare il pulsante e concentrarsi sul LED rimasto acceso. Il soggetto che riceve (senza vedere i LED nè la persona che trasmette o, meglio ancora, stando in un'altra stanza) deve cercare di percepire l'in-

formazione trasmessa dal primo soggetto ed annotarla. Alla fine si confrontano i simboli usciti con i simboli annotati.

Test di Chiaroveggenza

In questa prova i LED vanno coperti con uno schermo opaco in modo che NESSUNO li possa vedere. Quindi, si preme e si rilascia il pulsante e si tenta di percepire quale LED è rimasto acceso e lo si annota, dopodichè, *senza premere il pulsante*, si toglie lo schermo per controllare il risultato.

Test di Precognizione

Per questa prova bisogna prima concentrarsi ed annotare il simbolo corrispondente al LED che si pensa dovrebbe accendersi. Quindi si preme e si rilascia il pulsante e si controlla se il LED acceso è quello previsto. Una prova più difficile consiste nello scrivere prima una lista di 10-20 simboii (per esempio: cerchio, cerchio, stella, triangolo, ecc.) nell'ordine nel quale si prevede usciranno, quindi si preme e si rilascia altrettante volte il pulsante e si segnano i simboli che si è riusciti a prevedere.
Verifica del risultati. Dopo avere effettuato alcune centinaia di prove si calcola il numero dei tentativi riusciti. Si tenga presente che circa un quarto delle volte (25%) si può riuscire per caso. Un punteggio del 30% di prove riuscite è già buono, del 35% è ottimo. Punteggi superiori al 40% di prove riuscite si possono considerare eccezionali specie se ripetuti più volte, e denotano una capacità di E.S.P. molto probabile, essendo, inferiore a 1 su 1000 la possibilità di ottenere tale punteggio per caso.

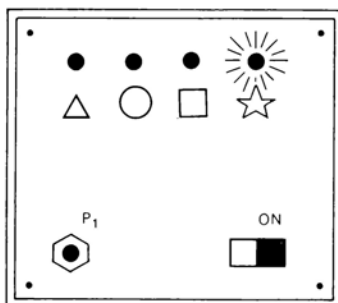



Figura 11-2

Oltre che come tester per prove E.S.P. lo stesso circuito di fig. 11-1 può essere utilizzato, senza modifiche, per il gioco dei quattro bastoncini (con tre bastoncini corti ed uno lungo, perde o vince a scelta chi tira il bastoncino lungo). Ognuna delle quattro persone nasconde con la mano uno dei LED, quindi si preme e si rilascia il pulsante. Chi ha sotto la mano il LED acceso perde (o vince, secondi i casi).

CIRCUITO PER GIOCO A QUIZ CON TRE PERSONE

+ 12 V

Il circuito di fig. 11-3 può essere utilizzato per il classico gioco a Quiz con tre persone.

Una quarta persona pone la domanda ed il primo che sa rispondere preme il proprio pulsante facendo accendere la rispettiva lampadina (per esempio, se si preme P_3 si accende L_3) e bloccando gli altri due giocatori che premendo il loro pulsante non possono più fare accendere la propria lampadina per rispondere alla domanda. Il pulsante P_4 (Reset) azzera il circuito facendo spegnere la lampadina accesa.

Figura 11-3

R2
27k
R1
10k
trim
R3
1M
A1
C1
22μ 12V
R4
3.3M
R5
3.3M
+9V
680Ω
LED
1 lampo
al secondo
+9V
R6
47k
A2
R7
100k
+9V
1N4148
D1
R8
10k
C2
0.01μ
R9
1M
R10
68k
A3
R11
3.3M
R12
3.3M
+9V
R13
2.2k
R14
2.2k
Q1
2N2222
R15
100Ω
1N4001
D2
Altop.
8Ω
200mW
+9V

Figura 11-4

Tabella 11-1

R_5	Tempo di ritardo
82 KΩ	~ 2 sec.
120 KΩ	~ 3 sec.
150 KΩ	~ 4 sec.
180 KΩ	~ 5 sec.

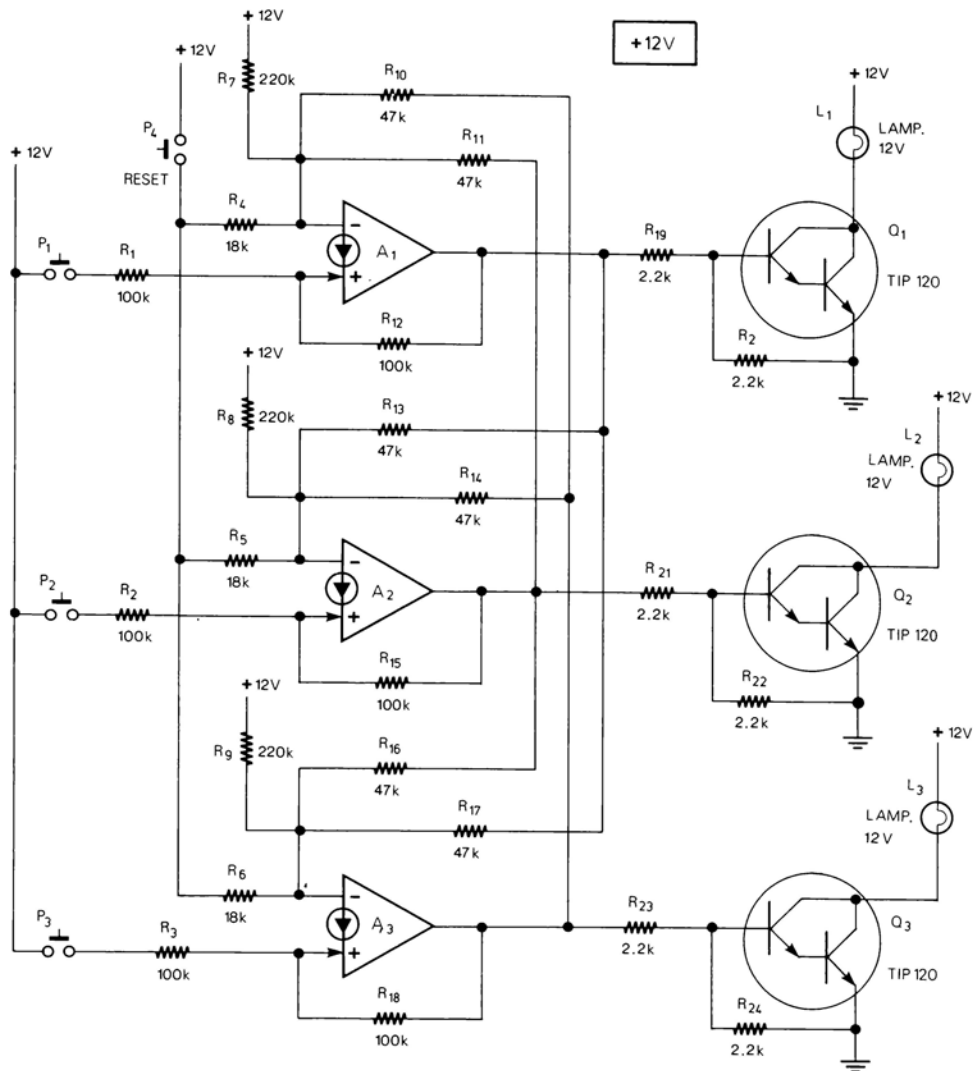
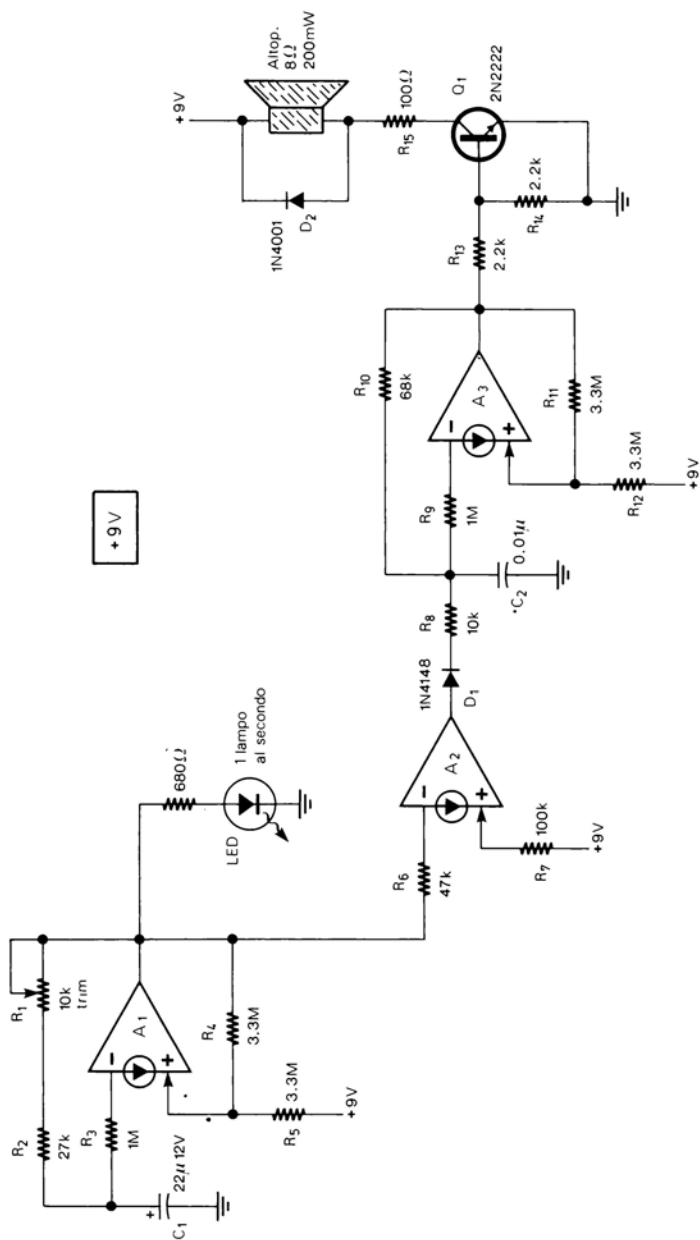
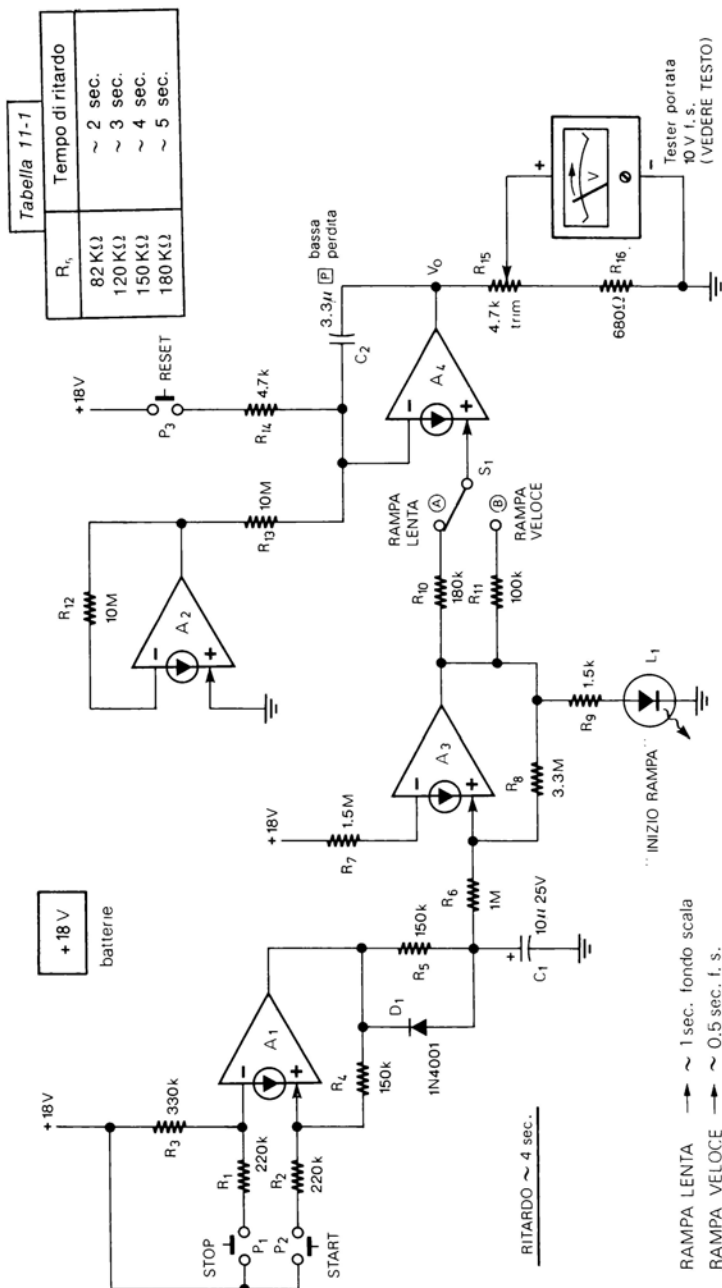



Figura 11-5

SEGNALA SECONDI

+ 9 V

In molti giochi, gare, ecc. è molto utile un dispositivo che segnali i secondi che trascorrono.

Il nostro circuito (fig. 11-4) fa accendere un LED ed emette un suono ogni secondo.

L'unica taratura da effettuare è quella del trimmer R, che va regolato in modo che l'oscillatore ad onda quadra (A_1) funzioni su una frequenza di 1 Hz. Allo scopo si può utilizzare un Periodimetro Digitale o, più economicamente, un'orologio con la lancetta dei secondi, ritoccando più volte R_1 fino a contare 60 lampi del LED in un minuto.

PROVARIFLESSI PER TESTER

+ 18 V

Come dice il nome, un provariflessi consente di misurare il tempo di reazione di una persona, inoltre, può essere utile per gare tra più persone.

Si possono realizzare vari tipi di prova riflessi che usano come display strumenti analogici, linee di LED o cifre digitali.

Il provariflessi di fig. 11-5 è molto semplice e originale e, pur non avendo un'elevata precisione, ha il vantaggio di utilizzare come visualizzatore del risultato un comune tester presente in ogni laboratorio. Naturamente si può utilizzare anche un Voltmetro Elettronico o ancora meglio un Voltmetro Digitale. Premendo P_2 (Start) l'uscita del Flip Flop S/R (A_1) va alla massima tensione ed inizia a caricare C_1 attraverso R_5. Dopo circa 4 secondi (ma il tempo può essere modificato cambiando R_5) il LED rosso si accende e la tensione di uscita (Vo) dell'integratore (A_4) sale velocemente e in maniera lineare da 0 fino alla massima tensione.

Se, però, prima che Vo raggiunga il massimo, si preme P_1 (Stop) Vo si ferma alla tensione alla quale si trova in quel momento. A questo punto bisogna leggere rapidamente il valore indicato dal tester; il CDA A_2 serve per ridurre la deriva della tensione di uscita (come spiegato al par. 42 del capitolo 2).

Premendo il pulsante P_3 (Reset) Vo scende a 0 ed il circuito è pronto per un'altra prova. P_3 va premuto *anche* poco prima di iniziare una prova.

L'unica taratura è quella del trimmer R_{15} e va effettuata nel modo seguente: si collega in uscita il tester (che deve essere da almeno 20 kΩ/Volt) predisposto su una portata Voltmetrica che può essere scelta tra 3 V fondo scala e 15 V f.s. (in fig. 11-5 è utilizzata la portata di 10 V f.s.). Occorre fare attenzione a collegare il terminale positivo del tester ad R_{15} ed il negativo a massa.

Il trimmer R_{15} va ruotato tutto verso massa, dopodichè si preme P_2 e si attende finchè si accende il LED e la tensione Vo raggiunge il massimo. Quindi si regola R_{15} in modo che la lancetta del tester sia esattamente al fondo scala (nel nostro caso a 10 V).

Effettuata la taratura il provariflessi si può utilizzare in pratica nel modo già indicato (si preme P_2 ed appena si accende il LED si preme prima possibile P_1 e si legge il risultato sul tester).

Tramite S_1 è possibile selezionare due velocità della rampa. Con S_1 nella posizione A (rampa lenta) la velocità è di circa 1 sec/fondo scala (vale a dire la lancetta del tester va da 0 a fondo scala in circa un secondo); con S_1 nella posizione B (rampa veloce) la velocità è di circa 0.5 sec/fondo scala. Le due velocità non sono precisissime

ma sono relativamente costanti per cui è possibile utilizzare il provariflessi, per esempio, in una gara tra più persone.

Come si è detto, modificando R_5, è possibile cambiare il tempo di ritardo, secondo quanto indicato nella Tabella 11-1. Si può anche utilizzare per R_5 una resistenza da 82 kΩ con in serie un potenziometro da 100 kΩ in modo da variare spesso e casualmente il tempo di ritardo da 2 a 5 secondi.

È molto importante utilizzare per C_2 un condensatore poliestere o altro tipo non polarizzato e a bassa perdita.

La fig. 11-6 mostra una possibile realizzazione pratica del provariflessi appena descritto.

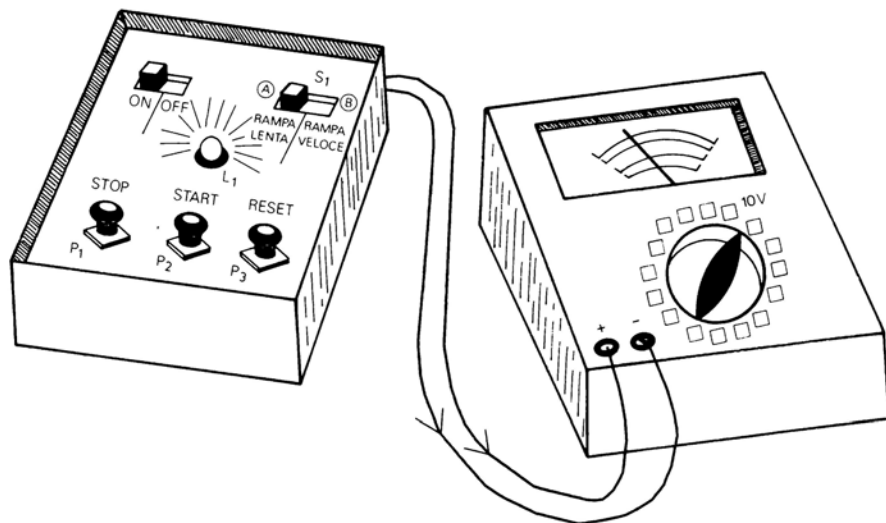



Figura 11-6

PROVARIFLESSI SEMPLIFICATO + 9 V

Questo provariflessi (fig. 11-7) è meno complesso di quello precedente e va bene soprattutto per fare delle gare, effettuando molte prove tra più persone (una alla volta) e tenendo un punteggio.

Il funzionamento è semplice: il LED giallo si accende ogni 2-3 secondi per un tempo regolabile, da circa 50 ms a circa 300 ms, tramite il potenziometro R_1 («Difficoltà»).

Il giocatore deve cercare di premere il pulsante P_1 esattamente quando si accende il LED giallo, in questo caso si accende il LED verde (UN PUNTO). Se il giocatore preme il pulsante P_1, poco prima o poco dopo che si accenda il LED giallo, invece del LED verde si accende il LED rosso (TOGLIERE UN PUNTO).

Tramite R_1, che regola il tempo di accensione del LED giallo, si può aumentare la difficoltà della prova. Infatti, minore è il tempo di accensione del LED giallo e più è difficile premere il pulsante al momento giusto.

''DIFFICOLTA''
1N4148
D_1
R_1
10k Pot. lin.
R_2
3.3k
R_3
220k
+ 9V
batteria
2–3 sec.
R_4
1M
A_1
C_1
22µ 16V
R_5
3.3M
R_6
3.3M
+9V
R_7
680Ω
LED Giallo
''PREMERE P₁ !''
P_1
P_2
RESET
+9V
R_8
220k
R_9
150k
R_{10}
150k
A_2
R_{11}
100k
R_{12}
680Ω
LED Verde
PUNTO
D_2
1N4148
+9V
R_{15}
220k
+9V
R_{13}
220k
R_{21}
47k
R_{22}
47k
R_{14}
150k
R_{16}
220k
+9V
R_{17}
1.5M
A_3
R_{18}
150k
A_4
R_{19}
100k
R_{20}
680Ω
LED Rosso
TOGLIERE PUNTO

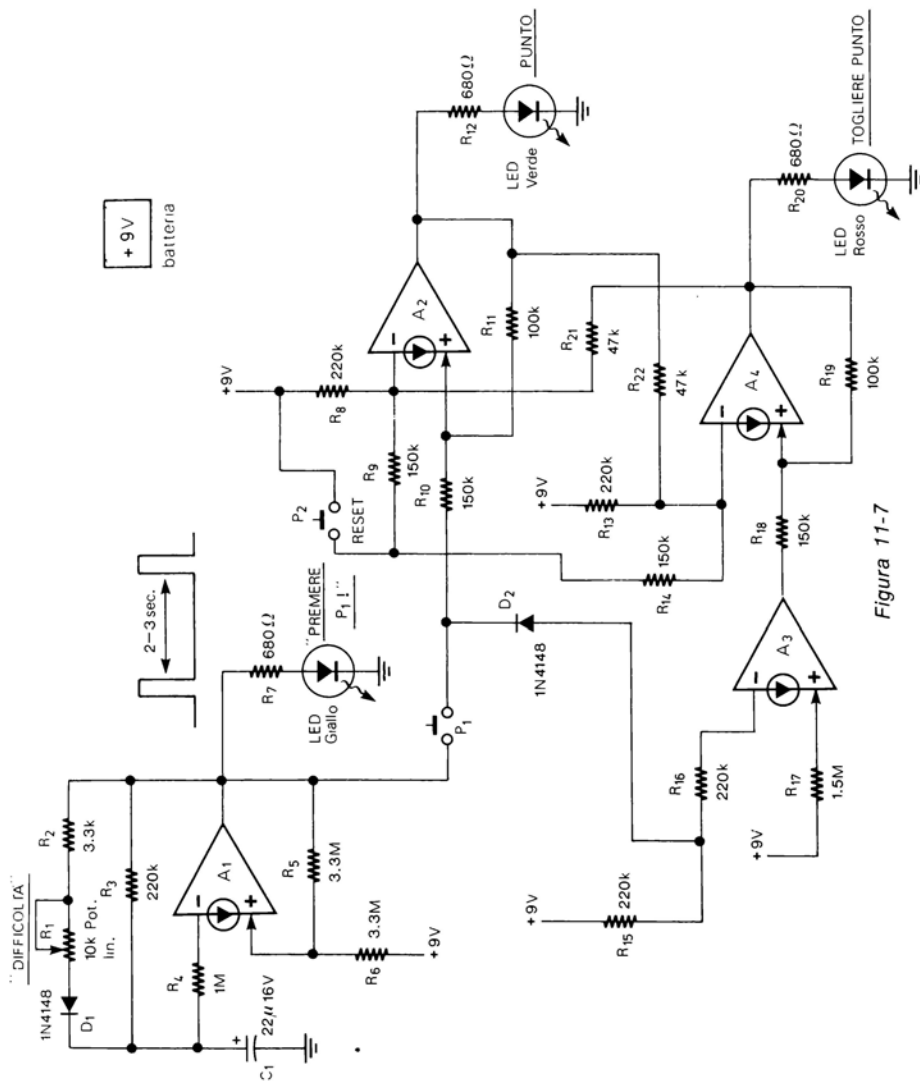



Figura 11-7

Premendo il pulsante P_2 (Reset) si spegne il LED rimasto acceso (il rosso o il verde) ed il provariflessi è pronto per un'altra prova.

MONETA ELETTRONICA

+ 9 V

Il circuito di fig. 11-8 è l'equivalente elettronico di una moneta usata per giocare a Testa e Croce.

La moneta elettronica è costituita da un oscillatore ad onda quadra da 2 kHz (A_1) e da un Flip Flop (A_2, A_3) alle cui uscite due LED (uno verde e uno rosso) rappresentano la Testa e la Croce.

Premendo il pulsante P_1 i due LED si accendono e si spengono ad alta velocità, rilasciando P_1 solo uno dei due LED rimane acceso. Naturalmente, come avviene anche per le monete, le possibilità che esca Testa o Croce sono uguali.

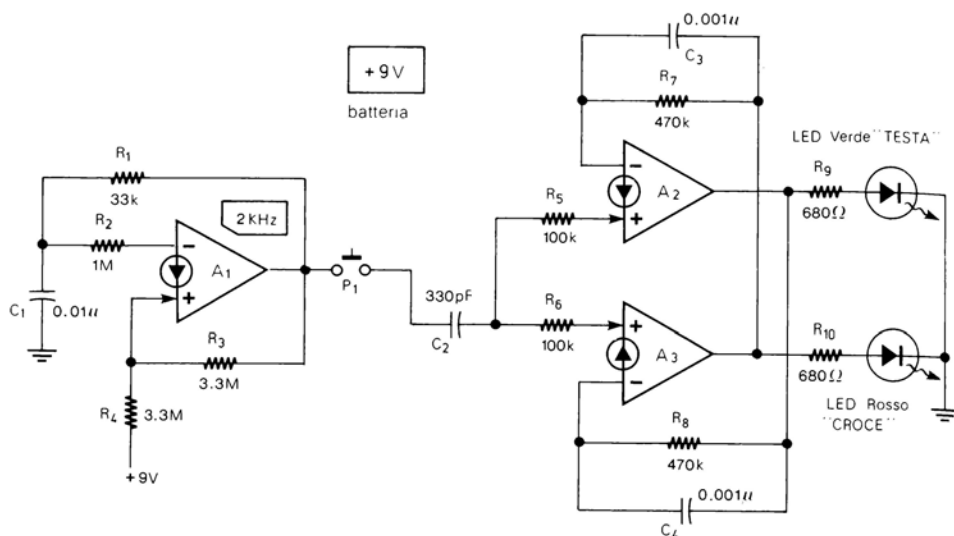



Figura 11-8

GIOCO PER DUE PERSONE

+ 9 V

Il circuito di fig. 11-9 è un gioco di riflessi per due persone più una terza che tiene il punteggio e alla fine di ogni prova preme il pulsante di Reset (P_3). Ogni 2-3 secondi il LED giallo (L_3) si accende per un attimo. Quando il LED giallo è acceso il primo dei due giocatori (per esempio «A») che preme il pulsante (che per «A» è P_1) fa accendere il proprio LED (per «A» è il LED rosso L_1) e prende un punto. Se, però, uno dei due giocatori preme il proprio pulsante, prima o dopo che il LED giallo si accenda, fa accendere il LED dell'avversario regalandogli un punto. Il pulsante P_3 (Reset) serve per spegnere il LED rosso e verde quando sono accesi.

Il gioco può essere realizzato come in fig. 11-10.

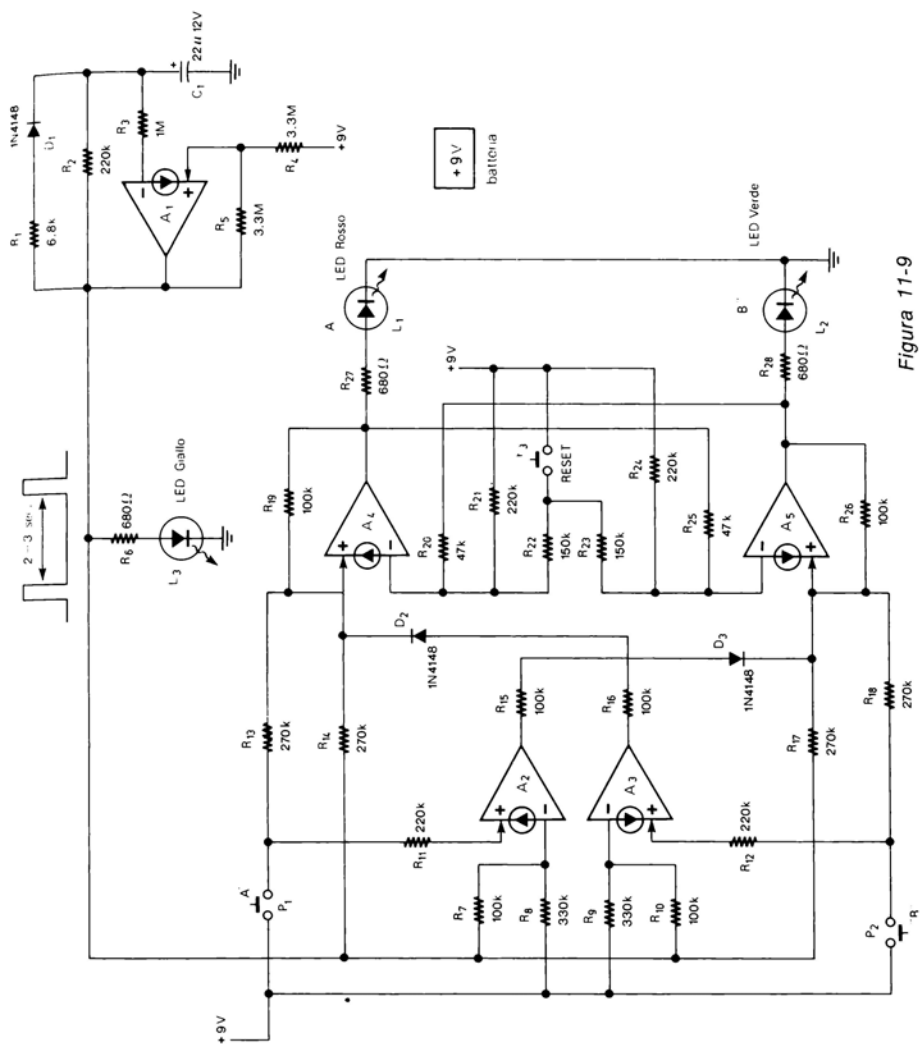
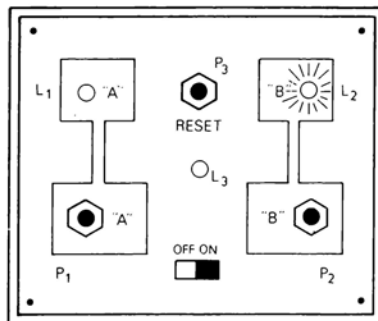



Figura 11-10

GADGETS

CONVERTITORE LUCE/SUONO

+ 9 V

Questo circuito (fig. 11-11) è il primo di 4 Gadgets contenuti in questo capitolo. La luce che colpisce la fotoresistenza (LDR) viene convertita tramite un'oscillatore controllato in tensione (A_1, A_2) in un suono di frequenza proporzionale all'intensità della luce stessa. Il trimmer R_1 permette di adattare il circuito a differenti luminosità ambientali.

Figura 11-11

Temperatura da −20°C a +100°C
+9V
TH1
T
Termistore NTC metallico 1kΩ (18°C)
R1
1k
R2
220k
R3
100k
C1
0.01μ
A1
R4
1M
R5
2.7M
A2
+9V
R6
1.5M
R7
10k
Q1
2N3904
R8
10k
+9V
batteria
VCO
R9
2.2k
R10
2.2k
Q2
2N2222
R11
100Ω
+9V
1N4001
D1
Altop.
8Ω
200mW

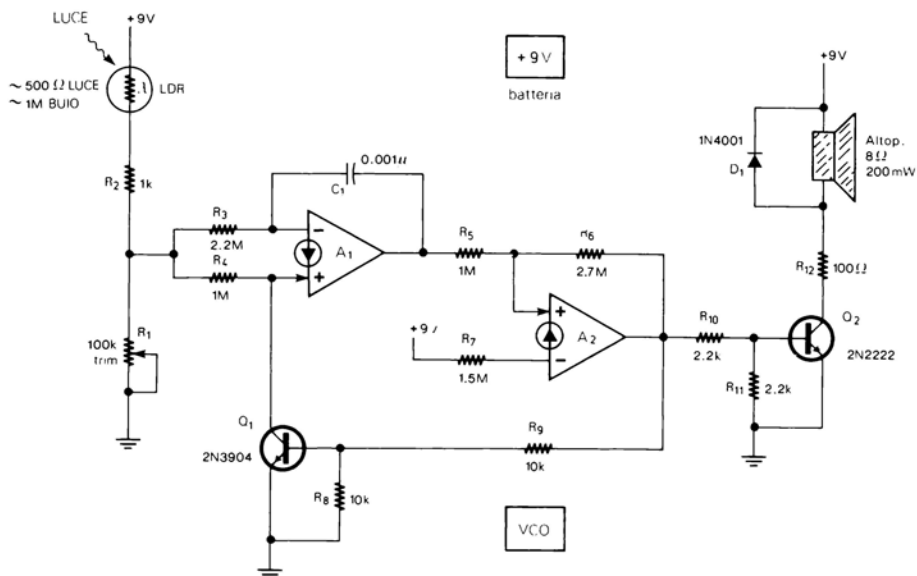
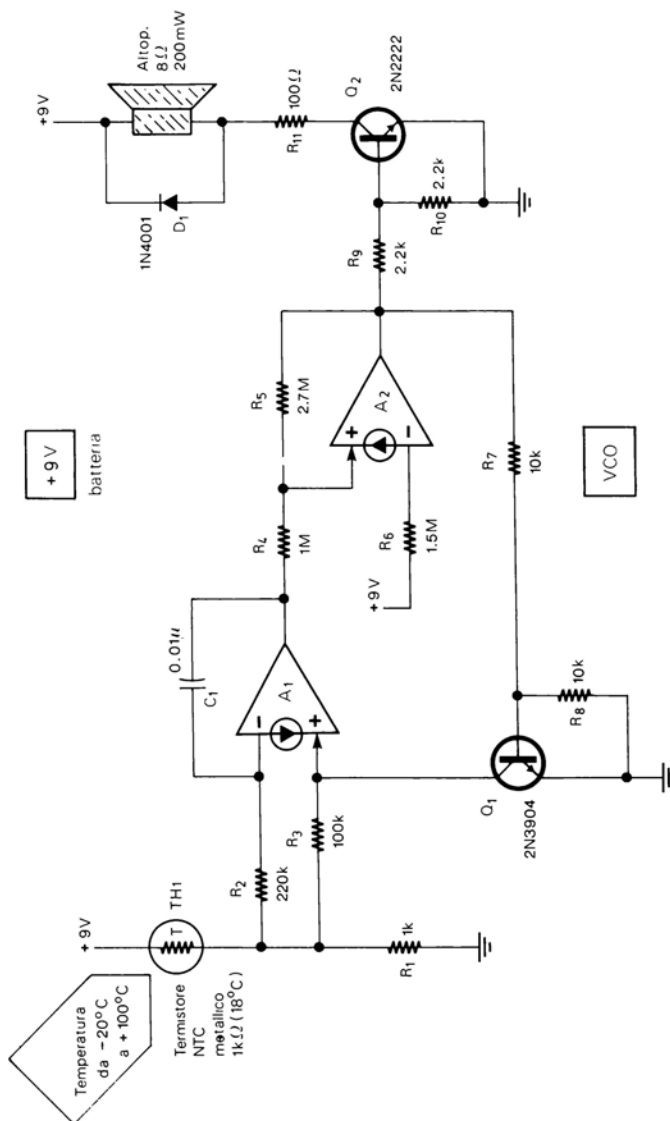



Figura 11-12

CONVERTITORE TEMPERATURA/SUONO

+ 9 V

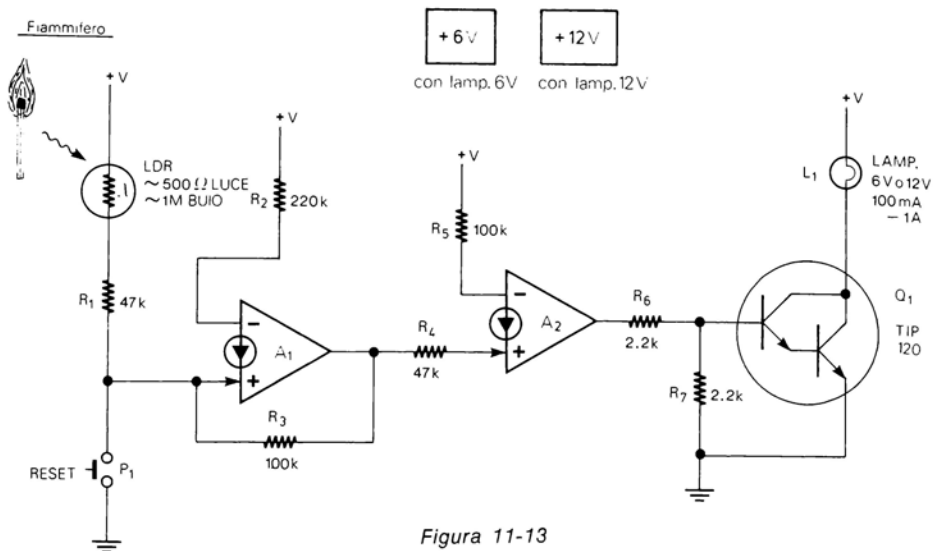
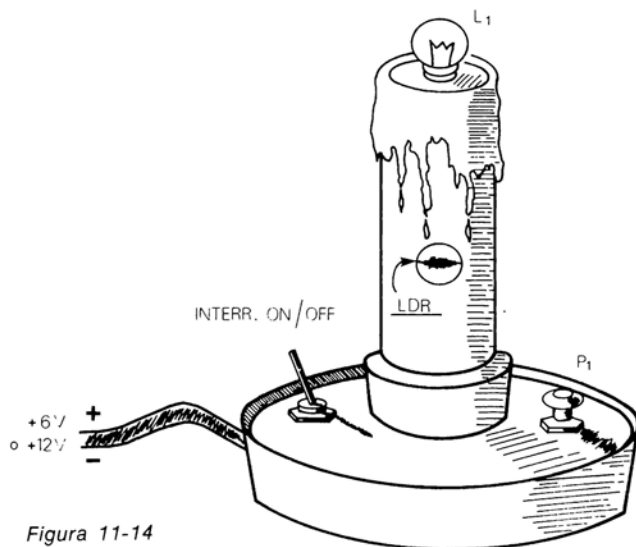
Il circuito di fig. 11-12 è simile al precedente con la differenza che l'elemento sensibile è un termistore NTC (TH_1) da 1 kΩ.

Il Gadget, quindi, converte la temperatura presente sulla NTC (e che può essere compresa tra -20°C e +100°C) in un suono di frequenza proporzionale ad essa. Potete provare il circuito toccando con la NTC sostanze a temperatura diverse (per esempio passando da ghiaccio ad acqua bollente).

Figura 11-13

Figura 11-14

CANDELA ELETTRONICA

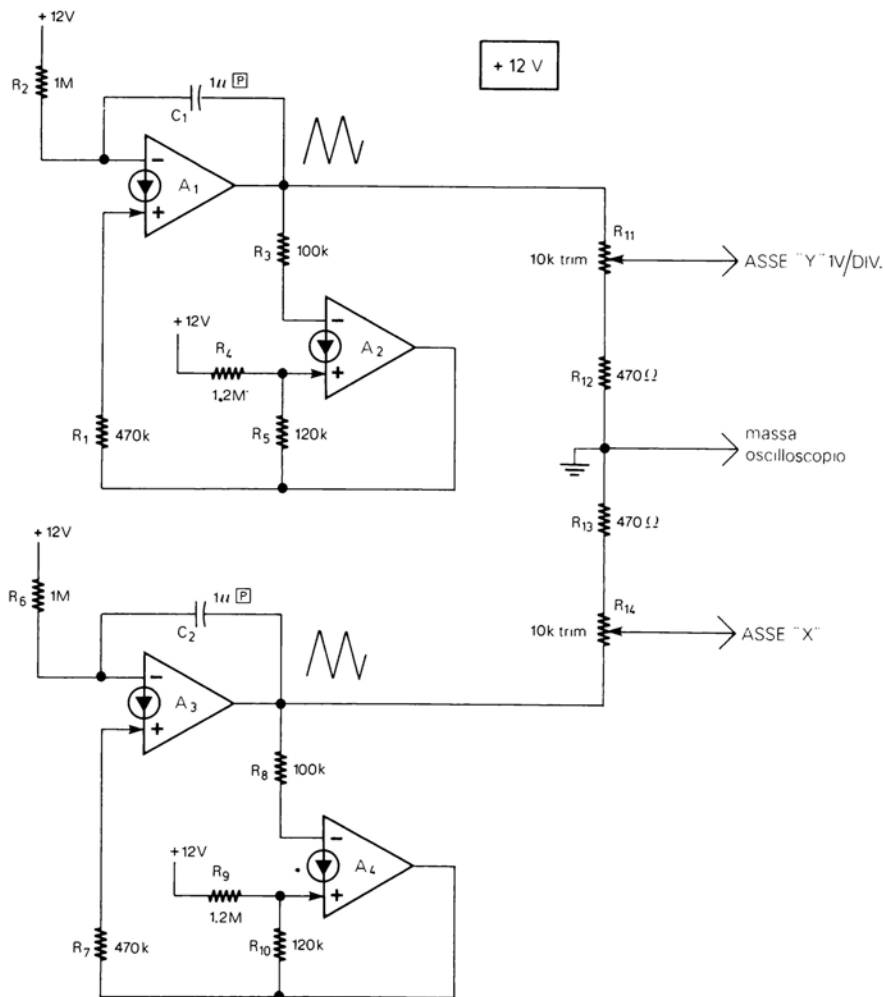
+ 6 V | + 12 V

La candela elettronica (fig. 11-13) si può considerare il classico Gadget elettronico, essendo già stata realizzata in varie versioni.

Il circuito funziona in modo simile ad una candela. Avvicinando un fiammifero acceso alla fotoresistenza, la lampadina si accende e rimane accesa finchè non si preme il pulsante di Reset (P_1). Si può aumentare il realismo sostituendo a P_1 un pulsante fatto con due sottili lamelle di metallo e azionabile con un soffio.

Una possibile realizzazione pratica della candela elettronica è visibile in fig. 11-14.

Figura 11-15

PING PONG PER OSCILLOSCOPIO

+ 12 V

Come noterete il circuito di fig. 11-15 è molto semplice; non si tratta, quindi, di una versione semplificata del diffuso Ping Pong televisivo, ma di un Gadget che simula il rimbalzare di una pallina sui bordi dello schermo di un'oscilloscopio come visibile in fig. 11-16.

Il circuito è costituito da due oscillatori ad onda triangolare (A_1, A_2 e A_3, A_4) che hanno la massa in comune, e le cui uscite vanno, una all'ingresso «Y», e una all'ingresso «X» dell'oscilloscopio (non dimenticate di ruotare la manopola della Base dei tempi sulla posizione EXT. X).

Il commutatore dell'ingresso «Y» va posto nella posizione di 1 V/divisione.

Il comando del Fuoco va ruotato in modo che il puntino della traccia si allarghi assumendo la forma di una pallina.

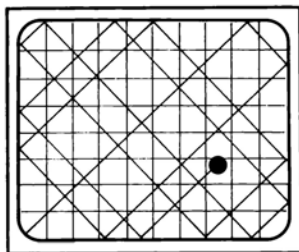
Ruotando i comandi «X POSITION» e «Y POSITION» dell'oscilloscopio la traccia può essere posizionata nella parte centrale, dello schermo, dopodichè si possono regolare i trimmer R_{11} ed R_{14} in modo che la pallina rimbalzi esattamente sui bordi dello schermo stesso (come visibile in fig. 11-16) senza uscire fuori.

Schermo oscilloscopio

Figura 11-16

Sostituendo uno o entrambi i condensatori C_1 e C_2 con altri valori (per esempio 0.22 μF, 0.47 μF, 1.5 μF) e/o sostituendo R_1 e/o R_7 con resistenze da 47 K, si possono ottenere sull'oscilloscopio disegni differenti.

VARIE

PHOTOFINISH

+ 12 V

Il circuito di Photofinish (fig. 11-17) applicato ad una pista per automobiline giocattolo, permette di stabilire alla fine della gara quale delle due taglia il traguardo per prima.

Le fotoresistenze e la lampadina vanno applicate alla pista (nel punto del traguardo) nel modo indicato in fig. 11-18.

Una terza persona, poco dopo che è iniziato l'ultimo giro, preme il pulsante P_1 (Reset) da questo momento la prima delle due automobili che taglia il traguardo, interrompendo il fascio di luce, fa accendere il LED corrispondente alla propria corsia e fa rimanere spento il LED dell'avversario.

+12 V
+12V
R8
2.2M
LDR1 LDR2
~ 500 Ω LUCE
~ 1M BUIO
+12V
LDR1
R1
330Ω
R7
1M
A1
CORSIA A
AUTO A
R9
150k
R10
100k
R2
330Ω
A2
R11
1k
LUCE
R3
100k
trim
R12
150k
R13
220k
R14
47k
LED Rosso
+12V
P1
L1
LAMP.
12V
RESET
+12V
CORSIA A
R16
220k
CORSIA B
R4
100k
trim
R15
150k
R17
47k
LED Verde
LUCE
A3
R18
1k
R5
330Ω
R19
100k
AUTO B
CORSIA B
R6
330Ω
R21
1M
A4
R20
150k
+12V
LDR2
R22
2.2M
+12V

Figura 11-17

PISTA
Tubo
LDR1
CORSIA Ⓐ
AUTO Ⓐ
L_1
Tubo
AUTO Ⓑ
CORSIA Ⓑ
Tubo
LDR2

Figura 11-18

Figura 11-19

Le LDR e la lampadina vanno poste sulla stessa linea, inoltre le LDR vanno schermate con dei tubi di cartone nero in modo da non essere influenzate dalla luce esterna.

La taratura va effettuata ruotando i trimmer R_3 ed R_4 in modo che i LED si accendano solo facendo passare le automobili nelle rispettive corsie.

Le LDR devono avere una bassa resistenza in luce (200-1000 Ω).

NARCOSI

+ 9 V

Pare (da studi effettuati dalla NASA) che, osservare due luci lampeggianti alternativamente nel buio, aiuti ad addormentarsi.

Il circuito di fig. 11-19 è appunto, un'oscillatore con due LED rossi che si accendono e spengono continuamente ad una frequenza regolabile, tramite il potenziometro R_1, da 1 Hz a 4 Hz.

I due LED (distanti tra loro 10 cm) vanno posti alla distanza di 1-2 metri davanti alla persona.

Comunque, se l'apparecchio non aiutasse ad addormentarsi, si può sempre ripiegare sull'antico sistema di contare le pecore!

SCACCIAZANZARE

+ 9 V

Anche per questo circuito «Scacciazanzare» (fig. 11-20) occorre utilizzare la parola «pare». Pare, infatti, che un ronzio appena udibile riesca ad allontanare queste fastidiose pungitrici notturne.

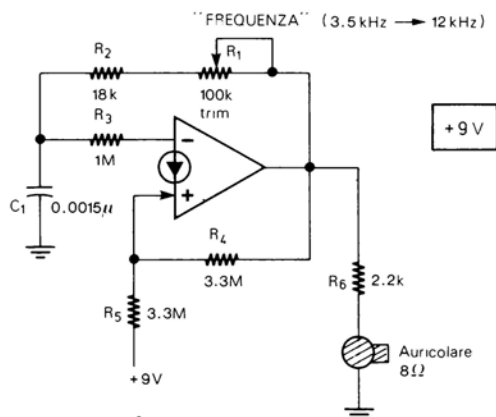



Figura 11-20

La frequenza del ronzio può essere regolata con il trimmer R_1 da 3.5 kHz a 12 kHz. Si possono fare varie prove fino a trovare la frequenza che allontana le zanzare. Non dimenticate di collegare la resistenza R_6 in serie all'auricolare.

LIE DETECTOR

I Lie Detectors (le macchine della verità) tengono sotto controllo la respirazione, il battito cardiaco, la traspirazione, ecc. di una persona interrogata, rivelando gli stati di emotività dovuti, per esempio, a risposte non vere, ecc. Il nostro Lie Detector (fig. 11-21) si basa solo sul controllo della traspirazione della pelle, non si tratta, quindi, di una di quelle complesse e costose macchine utilizzate dalla polizia Americana (sotto il controllo di esperti); si può, però, fare ugualmente con esso qualche prova, naturalmente senza aspettarsi di riuscire a far confessare lo Strangolatore di Düsseldorf...

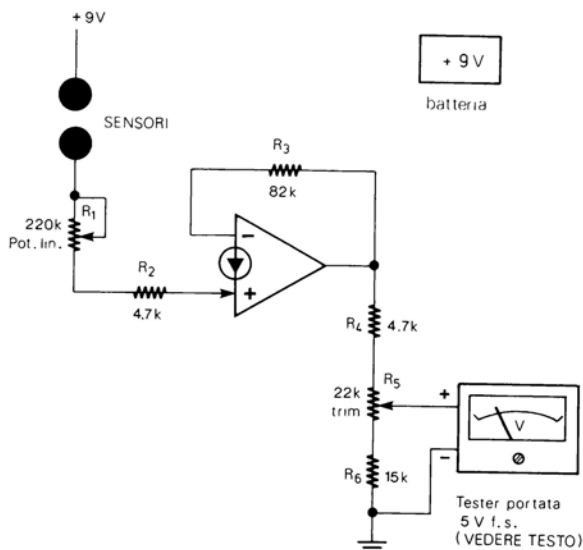



Figura 11-21

Il circuito usa un solo CDA e adopera come visualizzatore del risultato un tester (da almeno 10 kΩ/Volt) o un Voltmetro elettronico posto sulla portata di 5 V f.s. (ma si possono usare anche altre portate comprese tra 2.5 V e 6 V f.s.).

I sensori possono essere realizzati con dei pezzettini di circuito stampato, posti sotto la mano dell'interrogato con il lato rame a contatto della pelle, oppure si possono utilizzare due striscette di metallo morbido legate a contatto dei polpastrelli di due dita vicine.

Prima di usare il circuito si deve collegare in uscita il voltmetro, ruotare R_1 sulla resistenza minima e cortocircuitare i sensori per regolare il trimmer R_5, tale trimmer va ruotato in modo che la lancetta del voltmetro sia esattamente a fondo scala.

Ora il dispositivo è tarato e per utilizzarlo occorre collegare i sensori alla persona alla quale vanno fatte le domande, quindi si deve ruotare il potenziometro R_1 in modo che la lancetta del tester sia al centro della scala. Da questo momento un'aumento della traspirazione farà spostare la lancetta verso il fondo scala.

+9/12V
battere
S1 comm. 1 via 3 pos.
S2 comm. 2 vie 2 pos.
SIN.
DES.
OFF
D1
1N4001
D2
1N4001
ON
OFF
NC
NC
P1
D4
1N4001
R1 3.3M
R4 3.3M
2Hz
LAMP. SINISTRO
L1
L2
LAMPEGG. DESTRO
14
A1
R5 2.2k
Q1 2N2222
R7 100k
R6 2.2k
R2 1M
R3 150k
C1 2.2μ 16V
D5 1N4001
Altop. 8Ω 200 mW
R12 1M
R8 47k
R13 1M
3kHz
R16 10Ω 1/2 W
A2
7
1N4148
D3
R9 22k
A3
R10 330k
R11 47k
R14 2.2k
R15 2.2k
Q2 2N2222
C2 0.0047μ

Figura 11-22

INDICATORE LUMINOSO E SONORO PER BICICLETTE + 9/12 V

La sicurezza dei ciclisti, specialmente di notte, è molto importante. Allo scopo può essere utilizzato l'indicatore luminoso è sonoro di fig. 11-22.

Le funzioni del circuito sono tre. Tramite il deviatore S_1 (a 1 via 3 posizioni) si può ottenere il lampeggio dell'indicatore di direzione sinistro (L_1) o destro (L_2). Tramite il deviatore S_2 (a 2 vie 2 posizioni) si può ottenere, invece, il lampeggio di entrambe gli indicatori, contemporaneamente e ciò può essere utile per segnalare la propria presenza quando ci si ferma di notte. Infine, premendo P_1 si ottiene l'emissione di un suono di segnalazione con frequenza di circa 3 kHz.

Il circuito usa 3 CDA, uno come oscillatore a 2 Hz per le frecce (A_1), uno come oscillatore audio (A_3) e l'ultimo (A_2) utilizzato in modo da impedire l'emissione del suono quando il circuito viene alimentato ma P_1 non è premuto. La frequenza dell'oscillatore A_1 può essere aumentata o diminuita cambiando leggermente il valore del condensatore C_1 (da 2.2 µF a 1.5 µF o a 4.7 µF).

L'intero circuito può essere alimentato con tensioni da 9 a 12 V utilizzando grosse batterie da 1.5 V o accumulatori, naturalmente le due lampadine (L_1 ed L_2) devono essere adatte alla tensione usata.

CAPITOLO 12

ESPERIMENTI CON I C.D.A. LM3900

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

Quest'ultimo capitolo comprende 22 esperimenti progettati per dimostrare il funzionamento degli amplificatori di Norton o CDA (Current Differencing Amplifiers).

Tutti gli esperimenti utilizzano l'integrato LM3900 che contiene quattro CDA.

All'inizio di ogni esperimento viene indicato lo SCOPO dell'esperimento stesso. Quindi, in altre sezioni, sempre all'inizio dell'esperimento, vengono dati: la CONFIGURAZIONE DEI PIEDINI DEGLI INTEGRATI E DEI TRANSISTORI,
lo SCHEMA DEL CIRCUITO (che viene utilizzato nell'esperimento, schema che va esaminato bene prima di iniziare),
le FORMULE DI PROGETTO (ed altre indicazioni importanti che bisogna tenere presente)
ed in alcuni casi viene anche spiegato brevemente
il FUNZIONAMENTO DEL CIRCUITO
Dopo tutto ciò inizia l'esperimento vero e proprio che è suddiviso in una serie di PASSI ciascuno dei quali contiene le istruzioni per eseguire una parte dell'esperimento. In alcuni passi saranno anche poste al lettore delle domande o sarà chiesto di eseguire delle misure, di completare delle tabelle e/o dei grafici che possono essere necessari al passo successivo o che costituiscono lo scopo del passo stesso.

I componenti per realizzare tutti gli esperimenti sono elencati qui di seguito e possono essere reperiti presso la maggior parte dei Rivenditori di materiali per elettronica:

Resistenze

Le seguenti resistenze devono essere al 5% da 1/4 o 1/2 W (se si usano resistenze al 10% i risultati delle misure possono essere diversi da quelli indicati):

1 KΩ — 4	68 KΩ — 2	820 KΩ — 1
1.5 KΩ — 1	82 KΩ — 1	1 MΩ — 4
2.2 KΩ — 1	100 KΩ — 3	1.5 MΩ — 3
3.3 KΩ — 1	120 KΩ — 1	2.2 MΩ — 1

4.7 KΩ — 1	150 KΩ — 1	2.7 MΩ — 1
10 KΩ — 3	180 KΩ — 1	3.3 MΩ — 2
15 KΩ — 1	220 KΩ — 1	3.9 MΩ — 1
18 KΩ — 1	270 KΩ — 1	4.7 MΩ — 2
22 KΩ — 1	330 KΩ — 2	10 MΩ — 2
33 KΩ — 1	470 KΩ — 2	
47 KΩ — 2	680 KΩ — 1	

Potenziometri lineari ad un giro

4.7 KΩ — 1
10 KΩ — 1
22 KΩ — 1
Trimmer 10 KΩ — 1

Condensatori

I condensatori devono essere tutti al 5% al poliestere o altro tipo, tranne l'ultimo che è elettrolitico (se si usano condensatori al 10% o al 20% i risultati delle misure possono essere diversi da quelli indicati negli esperimenti):

220 pF — 1	0.015 μF — 1
820 pF — 1	0.033 μF — 1
0.001 μF — 2	0.1 μF — 1
0.0022 μF — 3	0.22 μF — 1
0.0033 μF — 1	0.33 μF — 1
0.0068 μF — 1	1 μF — 1
0.01 μF — 1	3.3 μF — 1
0.022 μF — 1	4.7 μF elettrolitico 25 V — 1

Circuiti integrati

LM3900 — 1
CA3140 — 1
741 — 1

Altri componenti

1 — Transistore 2N3904
1 — FET P 2N3820
2 — Diodi al silicio 1N4148 o 1N914
2 — LED rossi
2 — LED verdi
1 — LED giallo
1 — Pulsante normalmente aperto
2 — Commutatori 1 via 2 posizioni a slitta o di altro tipo
1 — Circuito stampato 3 × 5 cm.

Per realizzare gli esperimenti è bene utilizzare una piastra per prove senza saldatura tipo SK10 o SK50 della E & L Instruments.

I collegamenti (che non devono essere troppo lunghi nè troppo corti) vanno effettuati con filo isolato sottile ad un capo (non a trecciola).

Può essere utile usare una pinzetta per piegare i terminali dei componenti da inserire sulla piastra o per raddrizzare le estremità dei fili.

STRUMENTI

Per effettuare gli esperimenti occorrono i seguenti strumenti di misura:

Oscilloscopio

Va bene qualsiasi tipo anche a singola traccia, tuttavia, specie in alcuni esperimenti è molto meglio disporre di un oscilloscopio a doppia traccia che è, quindi, da preferire.

Negli esperimenti, tenete la traccia del canale 1 al di sopra della traccia del canale 2.

Multimetro

Il multimetro occorre per misurare tensioni continue e resistenze. Deve essere preferibilmente elettronico ad alta impedenza di ingresso (almeno 1 MΩ), ancora meglio se è di tipo digitale.

Generatore di onde sinusoidali

Va bene qualsiasi tipo di generatore con frequenza e ampiezza regolabili, in grado di fornire onde sinusoidali con un'ampiezza massima di almeno 10 Vpp ed una frequenza massima anche di solo 5-10 kHz.

Frequenzimetro digitale

Quando occorre, la frequenza può essere misurata con l'oscilloscopio, tuttavia, per maggiore precisione è preferibile utilizzare un frequenzimetro digitale che è ormai uno strumento di costo non eccessivo.

Poichè le frequenze da misurare non superano i 10 kHz va bene qualsiasi modello di frequenzimetro digitale anche di basso costo.

Alimentatore

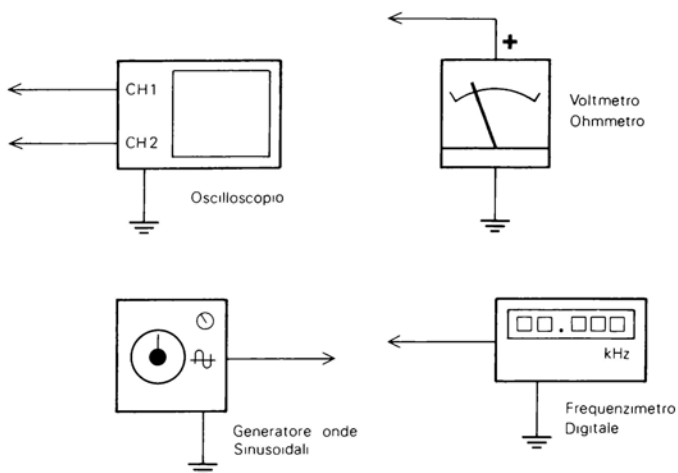
L'alimentatore deve essere in grado di fornire tensioni continue regolabili da 5 a 30 V.

Poichè i circuiti degli esperimenti hanno un assorbimento molto basso non occorre un alimentatore di elevata potenza, è importante, invece, che la tensione di uscita sia bene stabilizzata e filtrata.

Calcolatrice elettronica

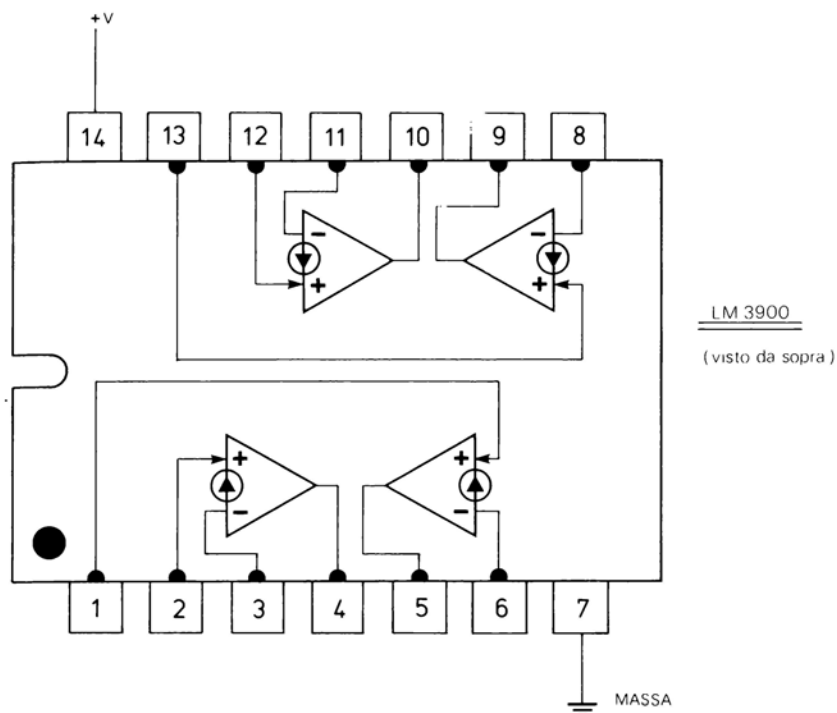
Per effettuare i vari calcoli richiesti negli esperimenti può essere molto comodo disporre di una calcolatrice elettronica, preferibilmente che sia in grado di eseguire, oltre alle quattro operazioni, anche i logaritmi e le radici quadrate.

I modelli più semplici di calcolatrici scientifiche hanno ormai raggiunto un costo modesto e consentono una notevole rapidità nell'eseguire i calcoli.

Negli schemi degli esperimenti l'oscilloscopio, il multimetro, il generatore di onde ed il frequenzimetro, vengono indicati con i seguenti simboli semplificati:

I 22 esperimenti sono basati sui circuiti più significativi che utilizzano CDA. Con gli stessi criteri, tuttavia, possono essere sperimentati anche gli altri circuiti del 2 capitolo.

Prima di effettuare gli esperimenti è bene leggere il capitolo 1 che spiega i principi fondamentali, le caratteristiche e i limiti di funzionamento (tensioni, correnti massime, ecc.) dei CDA.

Durante gli esperimenti è fatto spesso riferimento a specifici paragrafi del capitolo 2 che riguardano il medesimo argomento.

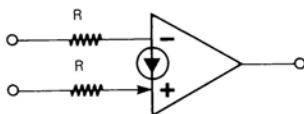
La configurazione dei piedini dell'LM3900 viene riportata qui di seguito:

Nei vari circuiti, tuttavia, per ogni CDA vengono indicati i numeri relativi ai piedini stessi.

In alcuni esperimenti vengono utilizzati anche degli amplificatori operazionali (741 e CA 3140); tenete presente che questi dispositivi hanno una differente piedinatura (anche per questi dispositivi naturalmente vengono indicati i numeri dei piedini).

Poichè tutti gli esperimenti utilizzano l'LM3900, alla fine di ogni esperimento togliete tutti i fili e i componenti tranne l'integrato e i suoi collegamenti di alimentazione, a +V (pin 14) e a massa (pin 7).

Fate attenzione a non inserire l'integrato al contrario o ad invertire i collegamenti ai pin 14 e 7.

Un'altra cosa importante alla quale bisogna fare attenzione è quella di NON colle-

gare direttamente agli ingressi dei CDA una tensione, senza delle resistenze di ingresso:

Ad ogni esperimento controllate bene il circuito dopo averlo cablato in modo da eliminare eventuali errori.

Gli esperimenti non usano la stessa tensione di alimentazione, ricordatevi, perciò, di cambiarla di volta in volta come specificato in ciascun esperimento.

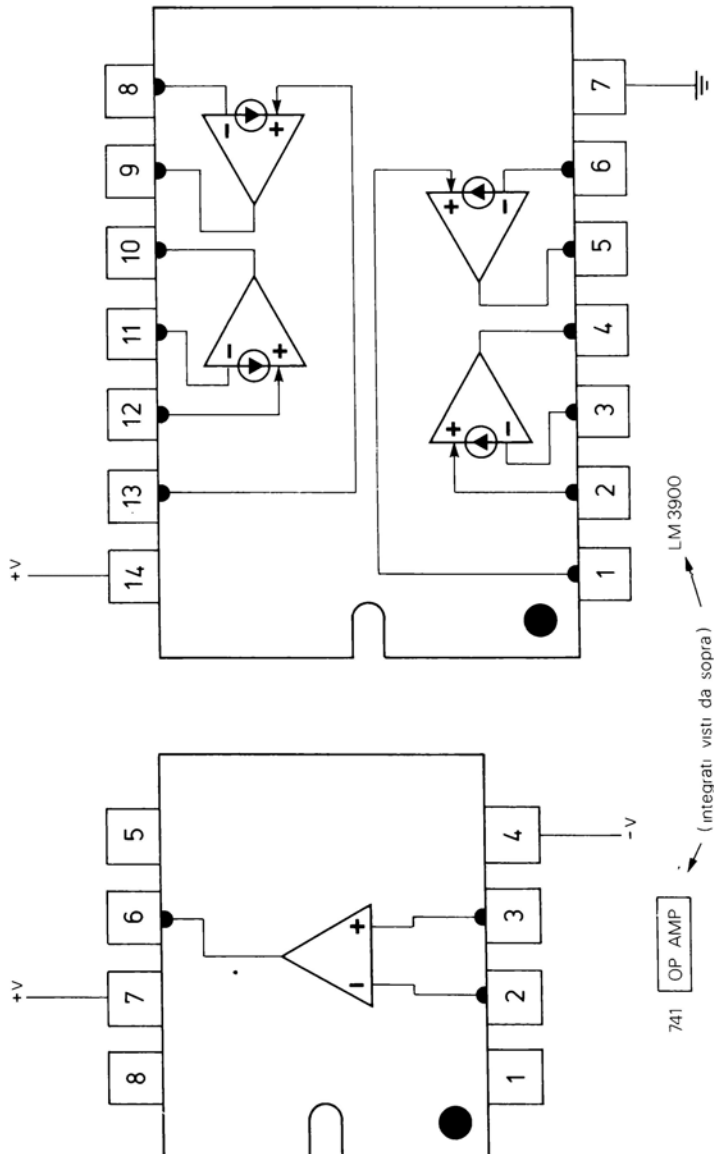
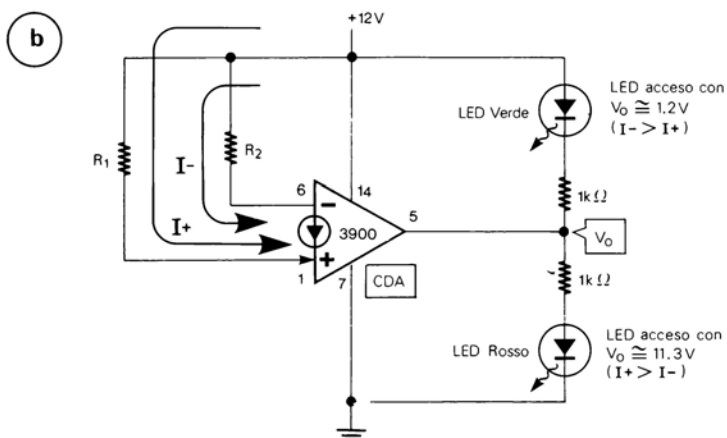
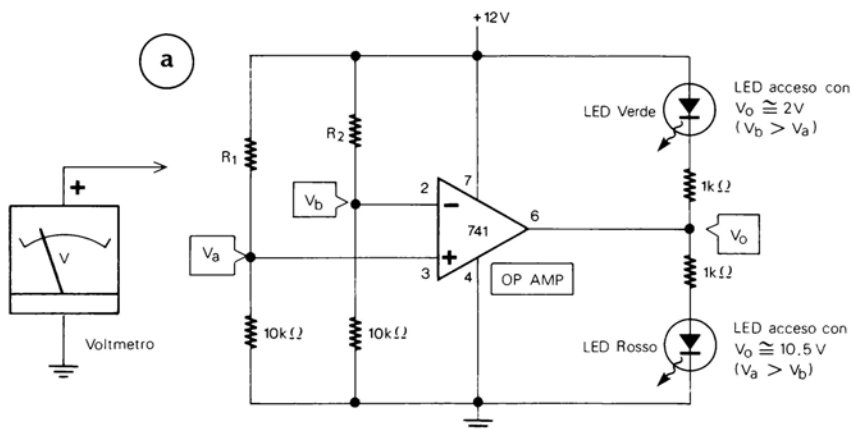
Nei circuiti, nelle formule e nel testo degli esperimenti la tensione di alimentazione è indicata con +V.

V_o indica la tensione continua di uscita e V_{out} l'ampiezza del segnale alternato di uscita.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra le differenze di funzionamento tra un amplificatore operazionale (tipo 741) ed un CDA (LM3900).

Configurazione dei pin dell'integrato 741 e dell'LM3900.

Schemi dei circuiti

Formule di progetto

Circuito con 741 (A)

con: $V_a > V_b$ $V_o = \max$ (10.5V con (+V)=12V) con $V_b > V_a$ $V_o = 0$

Circuito con CDA (B)

con $I+ > I-$ $V_o = \max$ (11.3V con +V=12V) $I+ \cong \frac{+V}{R_1}$

con $I- > I+$ $V_o \cong 200$ mV (senza carico) $I- \cong \frac{+V}{R_2}$

Passo 1

Realizzate i due circuiti indicati; non dimenticate l'alimentazione che per entrambi è una tensione singola di +12 V.

Passo 2

Sperimentate prima il circuito Ⓐ con op amp. Usate per R_1 una resistenza da 4.7 kΩ e per R_2 una resistenza da 10 kΩ. Misurate le tensioni V_a e V_b e annotate i risultati:

V_a = ________________V

V_b = ________________V

V_a dovrebbe essere Maggiore di V_b. Io ho misurato rispettivamente 8.5 V e 6 V. L'op amp «vede» la differenza tra le due TENSIONI di ingresso. Con V_a (tensione all'ingresso+) Maggiore di V_b (tensione all'ingresso−) la tensione di uscita V_o dovrebbe essere al valore massimo e quindi il LED rosso dovrebbe essere acceso.

Io ho misurato una V_o di 10.5 V.

Passo 3

Sostituite R_1 con una resistenza da 10 kΩ ed R_2 con una resistenza da 4.7 kΩ. Misurate di nuovo V_a e V_b e annotatele:

V_a = ________________V

V_b = ________________V

Ora V_a dovrebbe essere di circa 6 V e V_b di circa 8.5 V, vale a dire tutto il contrario di prima. V_a adesso è, quindi, Minore di V_b e V_o dovrebbe essere al suo valore minimo, il LED verde dovrebbe essere acceso ed il LED rosso spento.

Per V_o io ho misurato una tensione di circa 2 V.

Passo 4

Sperimentate adesso il circuito con CDA Ⓑ. Notate innanzitutto le differenze tra il simbolo dell'op amp e del CDA. Utilizzate per R_1 una resistenza da 82 kΩ e per R_2 una resistenza da 120 kΩ. Con le formule date calcolate I+ e I− i cui risultati dovrebbero essere di:

$$I+ = \frac{12\,V}{82000\,\Omega} = __________ \ \mu A$$

$$I- = \frac{12\,V}{120000\,\Omega} = __________ \ \mu A$$

Il CDA «vede» la differenza tra le due CORRENTI di ingresso. Con I+ Maggiore di I- dovrebbe essere acceso il LED rosso. Misurate la V_o che dovrebbe essere alla massima tensione.

Io ho misurato 11.3 V.

Passo 5

Sostituite R_1 con una resistenza da 120 kΩ ed R_2 con una resistenza da 82 kΩ. Calcolate di nuovo I+ e I-.

$$I+ = \frac{12\,V}{120000\,\Omega} = ________ \mu A$$

$$I- = \frac{12\,V}{82000\,\Omega} = ________ \mu A$$

Ora con I+ Minore di I- V_o dovrebbe essere alla minima tensione e il LED verde acceso. Per misurare esattamente V_o alla minima tensione occorre togliere il carico costituito dal LED verde e dalla relativa resistenza da 1 kΩ.

Senza LED verde e resistenza ho misurato una tensione di circa 200 mV.

Passo 6

Provate ad usare, adesso, per R_1 e R_2 due resistenze uguali, per esempio di 100 kΩ 5%; se le resistenze hanno un valore leggermente differente, solo uno dei due LED (per esempio il rosso) dovrebbe essere acceso. Cambiando di posto le stesse due resistenze da 100 kΩ, dovrebbe spegnersi il LED di prima ed accendersi l'altro.

Se usate due resistenze all'1% o se le resistenze utilizzate, pur essendo al 5%, hanno, per combinazione, valori molto vicini, i due LED dovrebbero accendersi insieme ma non alla massima luminosità. In questo caso se misurate la tensione di uscita V_o, essa può trovarsi a qualsiasi valore (per esempio 4.3 V — 7.6 V — ecc.) compreso tra il minimo (200 mV) ed il massimo (11.3 V).

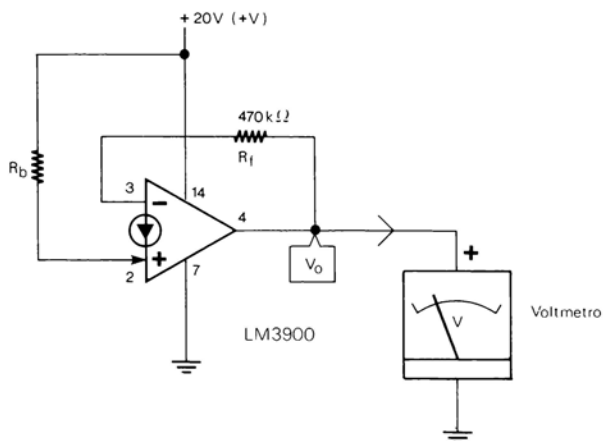
I prossimi esperimenti saranno tutti con l'LM3900 e con alimentazione singola. Per comodità, perciò, alla fine di questo e degli altri esperimenti, togliete tutti i componenti, i fili, ecc. ma lasciate l'integrato ed i relativi collegamenti di alimentazione (Piedini 14 e 7).

In questo esperimento si è usata un'alimentazione di +12 V. Fate attenzione che i prossimi esperimenti possono richiedere una tensione differente.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra come la tensione di uscita a riposo (V_o) dipenda dal valore della resistenza di polarizzazione R_b.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$V_o = \frac{R_f}{R_b} \cdot (+V) \qquad \text{con: } R_b \cong 2R_f \quad V_o \cong +V/2$$

Passo 1

Realizzate il circuito e controllate che la tensione di alimentazione (+V) sia di 20 V.

Passo 2

Con R_f di 470 kΩ, usate per R_b i valori indicati nella seguente tabella; calcolate prima V_o con la formula data, poi misurate il valore di V_o sperimentalmente e riportatelo nella tabella stessa:

R_b	V_o calcolata	V_o misurata	V_o valori sperimentali miei
2.2 MΩ			4.56 V
1 MΩ (2 R_f)			9.35 V (~ +V/2)
680 KΩ			13.7 V
470 KΩ			19.3 V

In questa tabella sono indicati nell'ultima colonna anche i valori che ho misurato realizzando l'esperimento.

Come potete notare con R_b uguale ad R_f (470 kΩ) V_o è al valore massimo (io ho misurato una tensione di 19.3 V).
Con R_b di 1 MΩ (il doppio di R_f) V_o è circa la metà di +V.

Se volete, ripetete l'esperimento con altri valori di R_f ed R_b calcolando prima e misurando poi V_o.

Passo 3

Con R_f di 470 kΩ ed R_b di 1 MΩ, alimentate il circuito con le tensioni indicate nella seguente tabella e misurate con un voltometro per ciascuna di esse il valore di V_o:

+V	V_o
10 V	
15 V	
20 V	
25 V	
30 V	

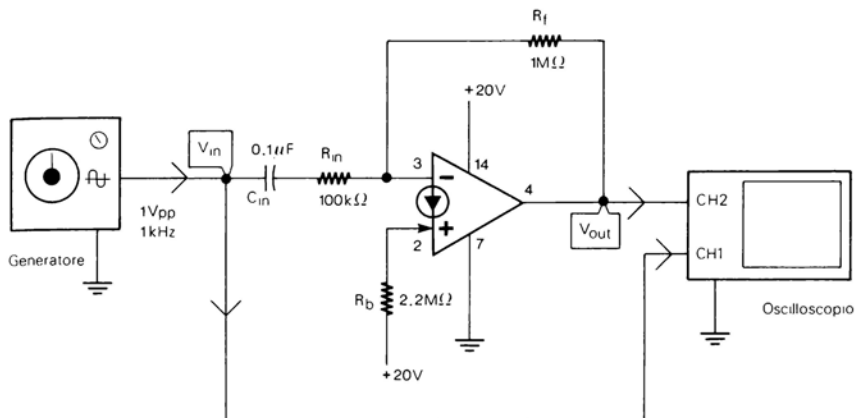
Come noterete anche cambiando la tensione di alimentazione V_o rimane sempre circa la metà di +V (questo sempre con R_b il doppio di R_f).

Negli amplificatori come anche in altri circuiti, R_b va stabilita sempre circa il doppio di R_f. Nell'esperimento N. 4 si vedrà come una differente polarizzazione modifica la qualità del segnale massimo di uscita di un amplificatore.

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un amplificatore c.a. invertente con CDA LM3900 e alimentazione singola.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$\text{Guadagno } (A_v) = -\frac{R_f}{R_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \qquad \underset{(c.c.)}{V_o} = \frac{R_f}{R_b} \cdot (+V)$$

$$C_{in} = \frac{1}{2\pi f_{cL} R_{in}} \qquad R_b \cong 2\,R_f$$

Passo 1

Realizzate il circuito come in figura ed alimentatelo con una tensione di 20 V.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0.5 V per divisione
- Canale 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 0.2 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 3

Misurate la tensione di uscita a riposo (V_o) che con R_f di 1 MΩ ed R_b di 2.2 MΩ dovrebbe essere circa la metà di +V.

Io ho misurato una tensione di 9.8 V.

Passo 4

Collegate il generatore sinusoidale e regolatelo per una tensione di uscita di 1 V da picco a picco ed una frequenza di 1 kHz (due periodi completi).

Passo 5

Con R_{in} di 100 kΩ ed R_f di 1 MΩ misurate la tensione di uscita dell'amplificatore e riportatela qui di seguito:

$$V_{out} = __________ V_{pp}$$

Con il valore ricavato determinate il guadagno dell'amplificatore:

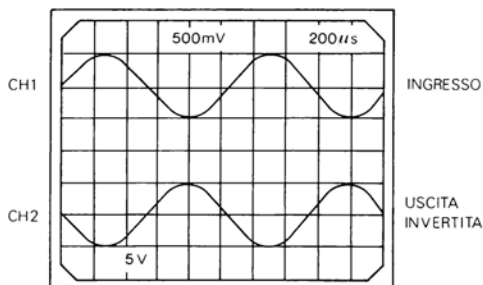
$$\text{Guadagno} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{______ V_{pp}}{1\ V_{pp}} = ______$$

In base ad R_{in} ed R_f calcolate ora il guadagno con le formule di progetto.

$$\text{Guadagno} = -\frac{R_f}{R_{in}} = \frac{1\,M\Omega}{0.1\,M\Omega} = -10\ (20\ dB)$$

Il segno - indica che l'uscita è invertita rispetto all'ingresso.

I due valori dovrebbero essere circa uguali.

Sull'oscilloscopio il segnale di uscita dovrebbe essere invertito (vale a dire sfasato di 180°) rispetto al segnale di ingresso. Questo perchè l'amplificatore è di tipo INVERTENTE.

Passo 6

Con il generatore sinusoidale regolato sempre su 1 V_{pp} - 1 kHz, sostituite R_{in} con una resistenza di 1 MΩ.

Regolate il canale 2 dell'oscilloscopio su 0.5 V per divisione.

Annotate qui di seguito l'ampiezza del segnale di uscita:

$$V_{out} = \underline{\hspace{4cm}} V_{pp}$$

Tale ampiezza dovrebbe risultare circa uguale a quella di ingresso (1 V_{pp}) poichè R_{in} ed R_f sono uguali (provate a verificare con la formula).

Passo 7

Aumentate ancora R_{in} a 10 MΩ e con il canale 2 regolato su 50 mV per divisione, misurate e annotate l'ampiezza del segnale di uscita:

$$V_{out} = \underline{\hspace{4cm}} V_{pp}$$

Come potrete notare il segnale di uscita dovrebbe essere di circa 100 mV_{pp}, vale a dire un decimo del segnale di ingresso (verificate di nuovo con la formula di progetto).

Il circuito è adesso un ATTENUATORE attivo invertente invece che un amplificatore.

Volendo, ripetete tutto l'esperimento con valori differenti di R_{in}, R_b ed R_f. Non dimenticate di usare per R_b un valore circa doppio di R_f.

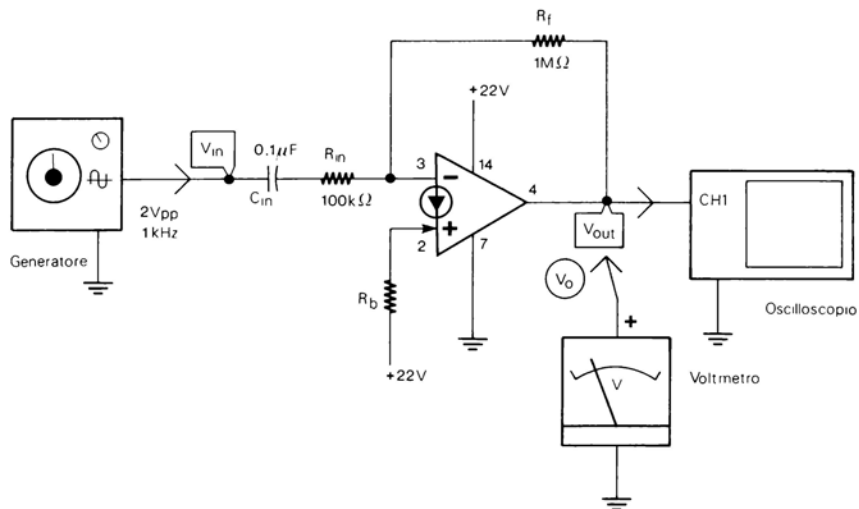
Ogni volta calcolate il guadagno e confrontatelo con quanto ottenuto sperimentalmente.

In pratica il guadagno massimo di un CDA è limitato a poco più di 60 dB (1000 volte). Per guadagni maggiori collegate due o più amplificatori in serie.

ESPERIMENTO N. 4

Scopo

Questo esperimento mostra perchè R_b deve essere il doppio di R_f e le limitazioni dell'ampiezza massima del segnale di uscita con R_b diversa dal doppio.

Schema del circuito

Passo 1

Realizzate il circuito senza il generatore di ingresso ed alimentatelo con una tensione di 22 V.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio in questo modo:

- Canale 1: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 0.2 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Con R_f di 1 MΩ usate per R_b una resistenza di 2.2 MΩ e misurate con un voltometro la tensione di uscita a riposo (V_o):

V_o = ________________V

Con R_b il doppio di R_f, V_o dovrebbe essere circa la metà di +V (22 V).

Io ho misurato un valore di 10.5 V.

Passo 4

Collegate all'ingresso il generatore sinusoidale regolato per una tensione di uscita di 2 V_{pp} ed una frequenza di 1 kHz (2 periodi completi).

Passo 5

Misurate l'ampiezza del segnale di uscita e annotatela:

V_{out} = ______________ V_{pp}

Poichè il circuito ha un'amplificazione di 10 volte (con R_{in} 100 kΩ ed R_f 1 MΩ) ed il segnale di ingresso è di 2 V_{pp}, per il segnale di uscita dovreste avere misurato un'ampiezza di circa 20 V_{pp}.

Nonostante che la tensione di alimentazione sia solo di 2 V più elevata del segnale di uscita, quest'ultimo dovrebbe apparire sull'oscilloscopio senza la parte superiore o inferiore tagliata.

Passo 6

Sostituite R_b con una resistenza di 3.9 MΩ e senza generatore di ingresso misurate la V_o:

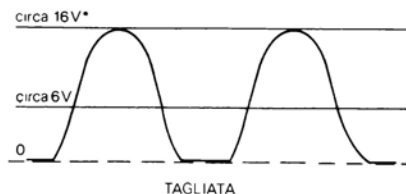
V_o = ______________ V

Adesso V_o non dovrebbe essere più la metà di +V ma circa un quarto.

Io ho misurato una tensione di 6.35 V.

Passo 7

Collegate adesso il generatore sinusoidale sempre regolato su 2 V_{pp} di uscita - 1 kHz.

Con R_b di 3.9 MΩ ed una V_o di circa 6 V sull'oscilloscopio dovreste osservare un segnale di uscita come questo:

Come potrete notare la parte superiore dell'onda è riprodotta completamente mentre la parte inferiore dovrebbe risultare tagliata.

Passo 8

Riducete progressivamente l'ampiezza del segnale di ingresso da 2 V_{pp} finchè l'onda di uscita vista sull'oscilloscopio risulti normale e non tagliata nella parte inferiore, quindi misurate l'ampiezza del segnale di ingresso:

V_{in} = ________________ V_{pp}

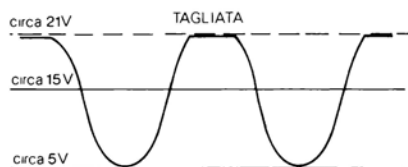
Tale ampiezza dovrebbe essere intorno a 1-1.2 V_{pp}. (Se misurate il segnale di uscita dovrebbe avere un'ampiezza 10 volte maggiore).

Come si è visto precedentemente (Passo 5) con R_b uguale al doppio di R_f il segnale di uscita può raggiungere un'ampiezza quasi uguale alla tensione di alimentazione, mentre con R_b MAGGIORE DEL DOPPIO di R_f le possibilità dell'amplificatore con CDA non vengono sfruttate in pieno (Passi 7 e 8).

Passo 9

Sostituite R_b con una resistenza di 1.5 MΩ, V_o dovrebbe essere adesso circa i due terzi di +V (io ho misurato 15.7 V).

Collegate il generatore regolato su 2 V_{pp} - 1 kHz.

Il segnale di uscita sull'oscilloscopio dovrebbe presentarsi adesso così:

Come noterete anche con R_b MINORE DEL DOPPIO di R_f il segnale massimo di uscita viene di nuovo tagliato ma adesso nella parte superiore.

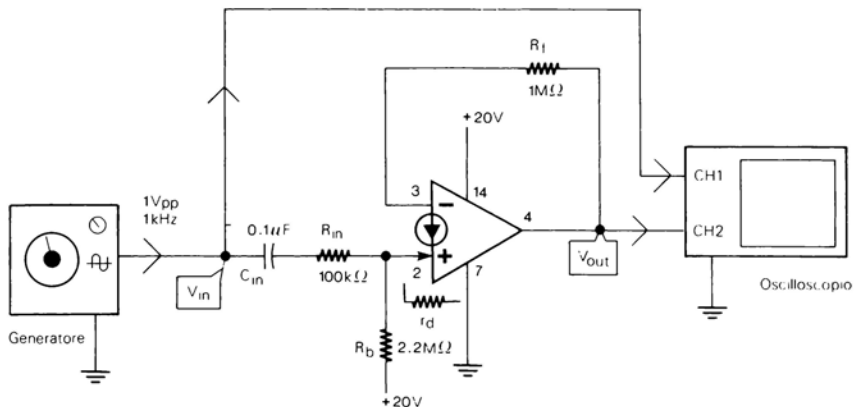
Anche in questo caso per ottenere un buon segnale in uscita occorre ridurre il segnale di ingresso.

Da questo esperimento si ricava che, salvo in casi particolari, negli amplificatori ed in altri circuiti con CDA, il valore di R_b deve essere più vicino possibile al doppio di R_f.

ESPERIMENTO N. 5

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un'amplificatore c.a. NON invertente con CDA.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$\text{Guadagno } (A_V) = \frac{R_f}{R_{in} + r_d} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \qquad \text{con } R_{in} \gg r_d \qquad A_v = \frac{R_f}{R_{in}}$$

$$r_d = \frac{0.026 \cdot R_b}{(+ V)} \qquad V_o\,(\text{c.c.}) = \frac{R_f}{R_b}\,(+V) \qquad C_{in} = \frac{1}{2\,\pi\, f_{cL}\, R_{in}}$$

$$R_b \cong 2\, R_f$$

Passo 1

Realizzate il circuito come in figura con un'alimentazione di 20 V.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0.5 V per divisione
- Canale 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 0.2 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Misurate la tensione di uscita a riposo che con R_f di 1 MΩ ed R_b di 2.2 MΩ dovrebbe essere circa la metà di + V:

$$V_o = __________ V$$

Passo 4

Con R_b di 2.2 MΩ la resistenza dinamica r_d è di:

$$r_d = \frac{0.026\ R_b}{+V} = \frac{0.026 \cdot 2200000}{20} = 2860\ \Omega\ (2.86\ k\Omega)$$

per cui il guadagno dell'amplificatore con R_{in} di 100 kΩ è di:

$$\text{Guadagno} = \frac{R_f}{R_{in} + r_d} = \frac{1000\ k\Omega}{100\ k\Omega + 2.86\ k\Omega} \cong 9.7\ (\text{circa } 20\ dB)$$

Come potete notare in questo caso la resistenza dinamica r_d (vedere par. 4 capitolo 2) ha un'influenza modesta sul guadagno, che è di circa 10 volte.

Passo 5

Collegate ora all'ingresso il generatore sinusoidale regolato su 1 Vpp e 1 kHz (2 periodi completi).

Passo 6

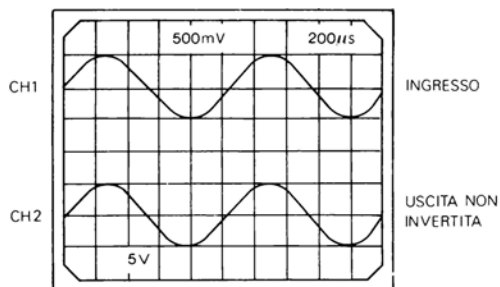
Misurate l'ampiezza del segnale di uscita e annotatela:

$$V_{out} = __________ V_{pp}$$

A partire da quest'ultima calcolate il guadagno:

$$\text{Guadagno} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{V_{pp}}{1\ V_{pp}} = _____$$

Il risultato dovrebbe essere circa uguale a quanto calcolato al Passo 4.

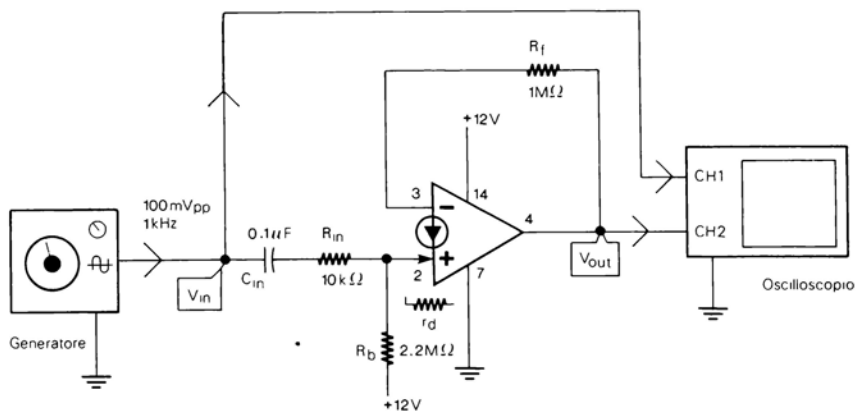
Sull'oscilloscopio il segnale di uscita dovrebbe avere la stessa fase del segnale di ingresso. Questo perchè l'amplificatore è di tipo NON INVERTENTE.

L'esperimento può essere ripetuto con altri valori di R_{in}, R_b ed R_f sempre con R_b il doppio di R_f.

In alcuni casi occorre tenere conto della resistenza dinamica r_d. Nel prossimo esperimento è trattato un esempio del genere.

ESPERIMENTO N. 6

Scopo

Questo esperimento mostra l'influenza della resistenza dinamica r_d sul guadagno negli amplificatori non invertenti (vedere anche par. 4 capitolo 2).

Schema del circuito

Formule di progetto

Amplificatore invertente

$$\text{Guadagno } (A_v) = -\frac{R_f}{R_{in}} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

Amplificatore non invertente

$$\text{Guadagno } (A_v) = -\frac{R_f}{R_{in} + r_d} = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

$$R_b \cong 2\,R_f \qquad r_d = \frac{0.026 \cdot R_b}{(+\,V)}$$

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 12 V.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 50 mV per divisione
- Canale 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 0.2 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Collegate all'ingresso il generatore sinusoidale regolato per una tensione di uscita di 100 mVpp a 1 kHz (2 periodi completi).

Passo 4

Con R_{in} di 10 kΩ ed R_f di 1 MΩ il guadagno dovrebbe essere di 100 volte:

$$\text{Guadagno} = \frac{R_f}{R_{in}} = \frac{1000\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = 100$$

ma nell'amplificatore non invertente occorre aggiungere ad R_{in} la resistenza dinamica r_d che con i valori indicati è di:

$$r_d = \frac{0.026 \cdot R_b}{(+\,V)} = \frac{0.026 \cdot 2200000\,\Omega}{12\text{V}} \cong 4766\ \Omega\ (4.766\ \text{k}\Omega)$$

per cui il guadagno si ridurrà a solo circa 68 volte:

$$\text{Guadagno} = \frac{R_f}{R_{in} + r_d} = \frac{1000\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega + 4.76\ \text{k}\Omega} \cong 67.7$$

Passo 5

Con una tensione di ingresso di 100 mVpp misurate la tensione di uscita e annotatela:

V_{out} = ______________ V_{pp}

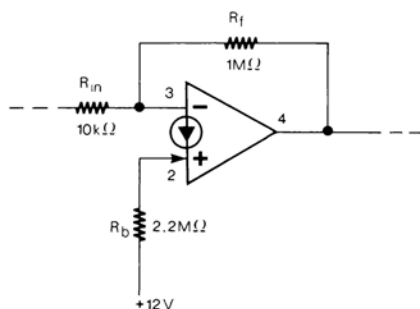
Questa tensione dovrebbe essere di circa 6.5 - 7 Vpp.

Con il valore ricavato sperimentalmente calcolate, quindi, il guadagno:

$$\text{Guadagno} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{______ V_{pp}}{0.1\, V_{pp}} = ________$$

Come si è visto al passo precedente tale guadagno dovrebbe essere di 65-70 volte.

Passo 6

Sempre con il generatore su 100 mVpp — 1 kHz, e con R_{in} di 10 kΩ, trasformate l'amplificatore da non invertente ad invertente, nel modo seguente:

Passo 7

Misurate ora di nuovo l'ampiezza del segnale di uscita ed annotatela:

$$V_{out} = __________ V_{pp}$$

In base al valore misurato calcolate ora il guadagno:

$$\text{Guadagno} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{______ V_{pp}}{0.1\, V_{pp}} = ________$$

Poichè r_d nell'amplificatore invertente non influenza il guadagno, il valore ricavato sperimentalmente dovrebbe essere di circa 100 volte pari al rapporto R_f/R_{in}.

Se si vuole realizzare un amplificatore non invertente con un guadagno, per esempio di 100 volte, occorre ridurre R_{in} in modo che sommata ad r_d dia il guadagno richiesto.

Nel caso indicato al Passo 4 se per R_{in} si usa una resistenza di 4.7 kΩ invece che di 10 kΩ, il guadagno dovrebbe essere, come richiesto, di circa 100 volte:

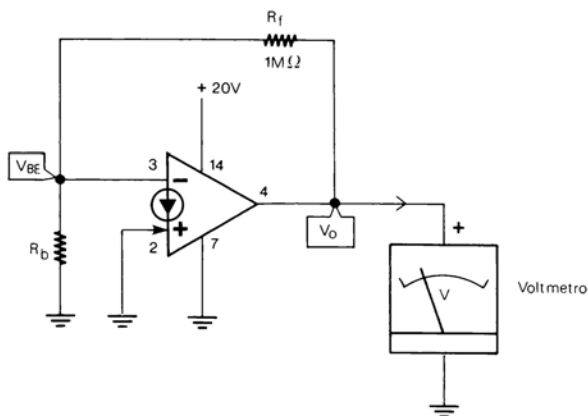
$$\text{Guadagno} = \frac{R_f}{R_{in} + r_d} = \frac{1000\ k\Omega}{4.7\,k\Omega + 4.76\,k\Omega} \cong 105.7$$

Come si è visto in questo esperimento, nel progettare amplificatori non invertenti con elevato guadagno e con un valore basso di R_{in}, occorre tenere conto della resistenza dinamica r_d.

ESPERIMENTO N. 7

Scopo

Questo esperimento mostra un differente tipo di polarizzazione rispetto a quello esposto nell'esperimento N. 2; viene spiegato, inoltre, come si possa realizzare con esso un amplificatore c.a. invertente.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$V_o = V_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R_f}{R_b}\right) \qquad \text{dove } V_{BE} \cong 0.5\,V \qquad R_b = \frac{R_f}{\frac{V_o}{0.5} - 1}$$

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 20 V.

Come potete notare l'ingresso+ del CDA è collegato a massa mentre la resistenza di polarizzazione R_b è collegata tra l'ingresso– e la massa e va calcolata con formule differenti da quelle viste negli altri esperimenti.

Passo 2

Con R_f di 1 MΩ usate per R_b i valori indicati nella seguente tabella; calcolate prima V_o con la formula data, poi misurate il valore di V_o sperimentalmente e riportatelo nella tabella stessa:

R_b	V_o calcolata	V_o misurata
220 kΩ 100 kΩ 47 kΩ 33 kΩ		

Come noterete per avere una V_o pari a circa la metà di +V (come richiesto negli amplificatori con CDA) occorre utilizzare per R_b una resistenza di 47 kΩ.

Con questo valore di R_b ho misurato una V_o di 10.6 V.

Passo 3

Con R_f di 1 MΩ ed R_b di 47 kΩ, alimentate il circuito con le tensioni indicate nella seguente tabella, misurate con un voltometro ˉ ciascuna di esse il valore di V_o e annotatelo:

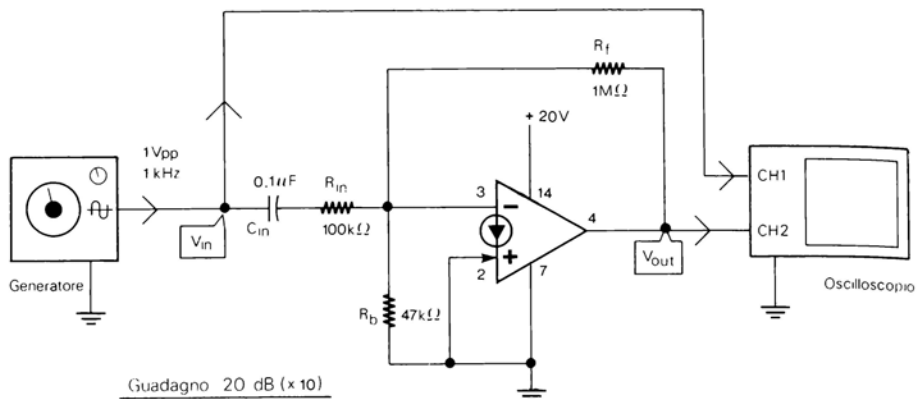
+V	V_o
10 V 15 V 20 V 25 V 30 V	

Dovreste avere verificato che, anche cambiando la tensione di alimentazione, V_o rimane sempre circa allo stesso valore, meno che nel caso con +V di 10 V; questo perchè V_o non può essere, ovviamente, superiore a +V.

Quindi a differenza del tipo di polarizzazione spiegata nell'esperimento N. 2 (Passo 3) nel quale V_o seguiva +V, in quest'altro tipo di polarizzazione V_o è indipendente da +V.

Bisogna dire però che V_{BE} varia al variare della temperatura esterna, e con essa varia, naturalmente, anche V_o (vedere undicesimo circuito par. 71 capitolo 2).

Passo 4

Con questo secondo tipo di polarizzazione può essere realizzato un amplificatore c.a. invertente nel modo seguente:

Il guadagno di tale amplificatore è uguale a:

$$\text{Guadagno } (A_v) = -\frac{R_f}{R_{in}}$$

Naturalmente, anche con il diverso tipo di polarizzazione, la tensione di uscita a riposo V_o deve essere sempre stabilita a circa la metà di +V.

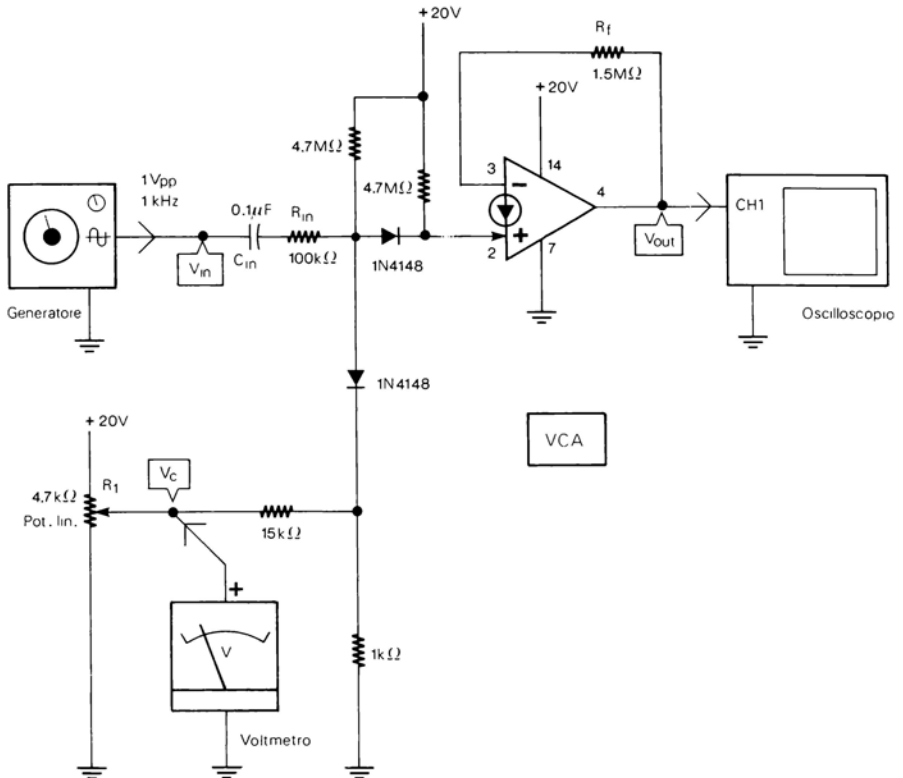
Tenete presente che per ottenere ciò non è più possibile usare semplicemente per R_b un valore doppio di R_f.

Con questo secondo tipo di polarizzazione non è, ovviamente, possibile realizzare amplificatori non invertenti con un singolo CDA.

ESPERIMENTO N. 8

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un amplificatore controllato in tensione (VCA).

Schema del circuito

Funzionamento del circuito

L'amplificazione o l'attenuazione del segnale di ingresso del VCA dipende dalla tensione di controllo V_c.

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 20 V.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Base dei tempi: 1ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Il canale 1 è sempre collegato all'uscita del VCA e va regolato di volta in volta per misurare l'ampiezza del segnale di uscita.

Passo 3

Collegate in ingresso il generatore sinusoidale regolato su una tensione di 1 Vpp a 1 kHz (10 periodi completi).

Passo 4

Regolate R_1 fino ad avere in uscita un'ampiezza di 1 Vpp corrispondente ad un guadagno di 1, quindi leggete sul voltometro (preferibilmente di tipo digitale) la corrispondente tensione V_c.

Io ho misurato un valore di 6 V.

Annotate questo valore, e regolate di nuovo R_1 fino ad avere una tensione di uscita di 2 Vpp (guadagno ×2), 3 Vpp (guadagno ×3), 0.5 Vpp (guadagno ×1/2), ecc.

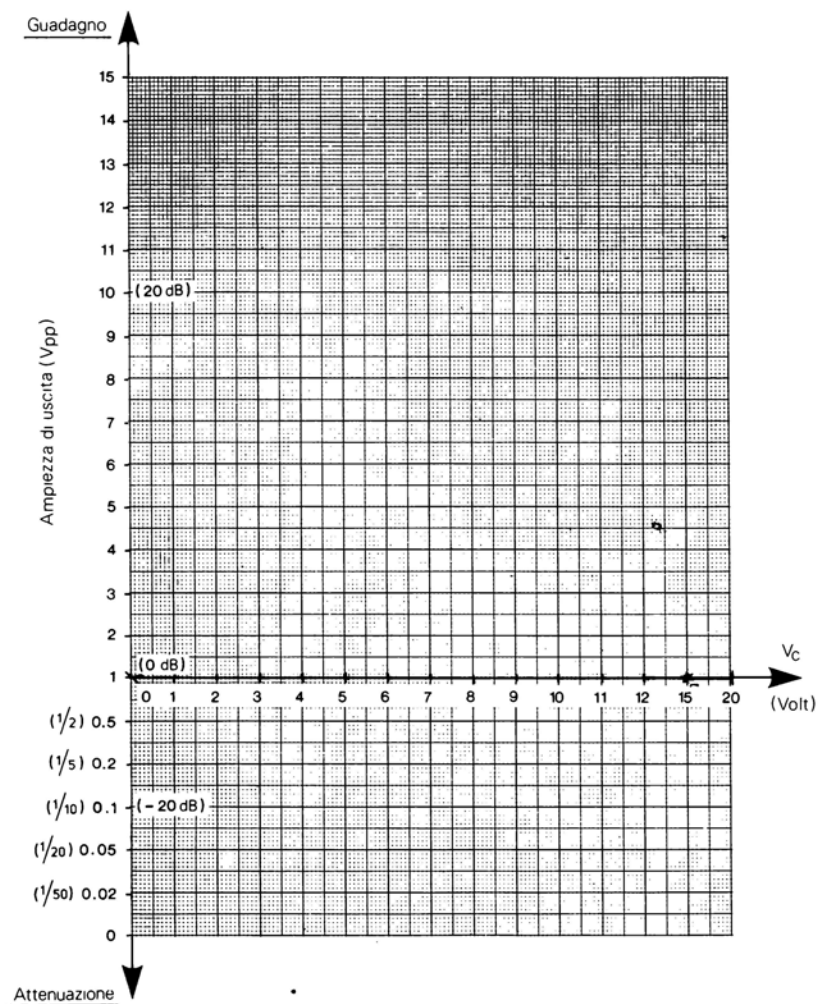
Ogni volta annotate a quale valore di V_c si ha un guadagno (o una attenuazione) di 2, 3, 4, 1/2, 1/5, ecc. e riempite la seguente tabella:

V_{out} (V_{pp})	V_c
12 (max)	
11	
10 (+20 dB)	
9	
8	
7	
6	
5	
4	

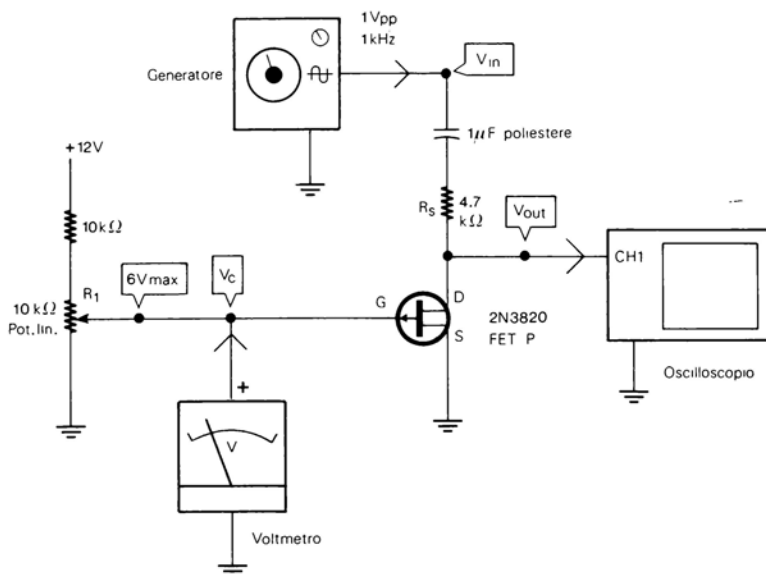
V_{out} (V_{pp})	V_c
3	
2	
1 (0 dB)	
(1/2) 0.5	
(1/5) 0.2	
(1/10) 0.1 (−20 dB)	
(1/20) 0.05	
(1/50) 0.02	
0	

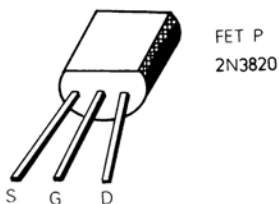
Notate che con 1 Vpp in ingresso l'ampiezza di uscita indica direttamente il guadagno (per esempio con un segnale in uscita di 8 Vpp il guadagno è 8).

Passo 5

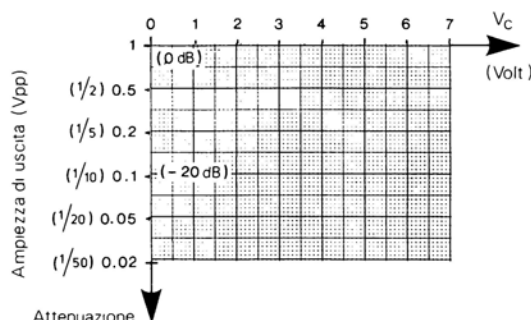
Riportate i valori della tabella sul seguente grafico:

Collegate i vari punti in modo da ottenere la curva di funzionamento del VCA. La curva ricavata indica il rapporto tra V_c e l'amplificazione del VCA.

Passo 6

In alcuni circuiti pratici (capitoli 4÷11), oltre al circuito già esposto viene utilizzato anche un VCA con FET che ha lo schema qui riportato:

Non si tratta di un amplificatore ma solo di un ATTENUATORE controllato in tensione.

La configurazione dei piedini del FET è la seguente:

Se volete, potete ripetere l'esperimento nel modo indicato al Passo 4, anche con questo secondo tipo di VCA e riempire con i valori ricavati la seguente tabella:

V_{out} (V_{pp})	V_c
1 (0 dB)	
(1/2) 0.5	
(1/5) 0.2	
(1/10) 0.1 (−20 dB)	
(1/20) 0.05	

Quindi riportare anche per questo VCA i valori della tabella nel seguente grafico:

L'esperimento del VCA con FET può essere ripetuto con altre R_S, per esempio di 3.3 kΩ, 10 kΩ, 18 kΩ; ecc. in modo da ottenere differenti curve di funzionamento.

PREFAZIONE AGLI ESPERIMENTI SUI FILTRI

Negli esperimenti sui filtri bisogna utilizzare resistenze e condensatori al 5% in modo che i risultati sperimentali siano più vicini ai valori calcolati con le formule. Occorre, inoltre, utilizzare un alimentatore con un basso residuo alternato.

Per comodità negli esperimenti 9 e 10 sui filtri Passa Basso e Passa Alto, le formule sono semplificate, essendo relative ai soli filtri di tipo Butterworth con Q di 0.707 e responso piatto, utilizzati negli esperimenti stessi. Le formule complete sono rispettivamente ai par. 23 e 24 del capitolo 2.

Per altre indicazioni generali sui filtri può essere utile leggere, prima degli esperimenti, i par. 21 e 22 del capitolo 2.

Gli esperimenti sui filtri sono tre, rispettivamente sui tipi Passa Basso, Passa Alto e Passa Banda, con un solo CDA. Altri interessanti filtri sono descritti con le relative formule e degli esempi pratici nel capitolo 2 ai paragrafi dal 26 al 30. Eventualmente anche questi altri filtri possono essere sperimentati con gli stessi criteri descritti nei prossimi tre esperimenti (9-10-11).

Ricordiamo che un filtro Passa Basso attenua progressivamente tutte le frequenze AL DI SOPRA di un valore, detto f_{cH}, che dipende dalle resistenze e dai condensatori usati.

Un filtro Passa Alto, invece, attenua progressivamente tutte le frequenze AL DI SOTTO di un valore detto in questo caso f_{cL}. Le frequenze al di sopra di f_{cL} passano tutte ma, naturalmente, fino ad un valore massimo che dipende dalla larghezza di banda dei CDA.

Nei filtri Passa Basso e Passa Alto f_{cH} ed f_{cL} sono misurate a —3 dB, vale a dire sono le frequenze alle quali il guadagno del filtro (o l'ampiezza del segnale di uscita) si riduce a circa i sette decimi del valore massimo. Quindi, per esempio, un Passa Basso con f_{cH} di 500 Hz ed un guadagno massimo di 5, avrà un'amplificazione di 5 volte ad una frequenza bassa come 150 Hz ed un'amplificazione di 3.5 volte (7/10 di 5) alla «frequenza di taglio» di 500 Hz (f_{cH}). Infine, un filtro Passa Banda fa passare le frequenze comprese in una ristretta banda, con frequenza centrale (alla quale si ha il massimo guadagno) detta f_o. La banda passante può essere più o meno larga a seconda del valore del Q che con un solo CDA è bene limitare ad un massimo di 10.

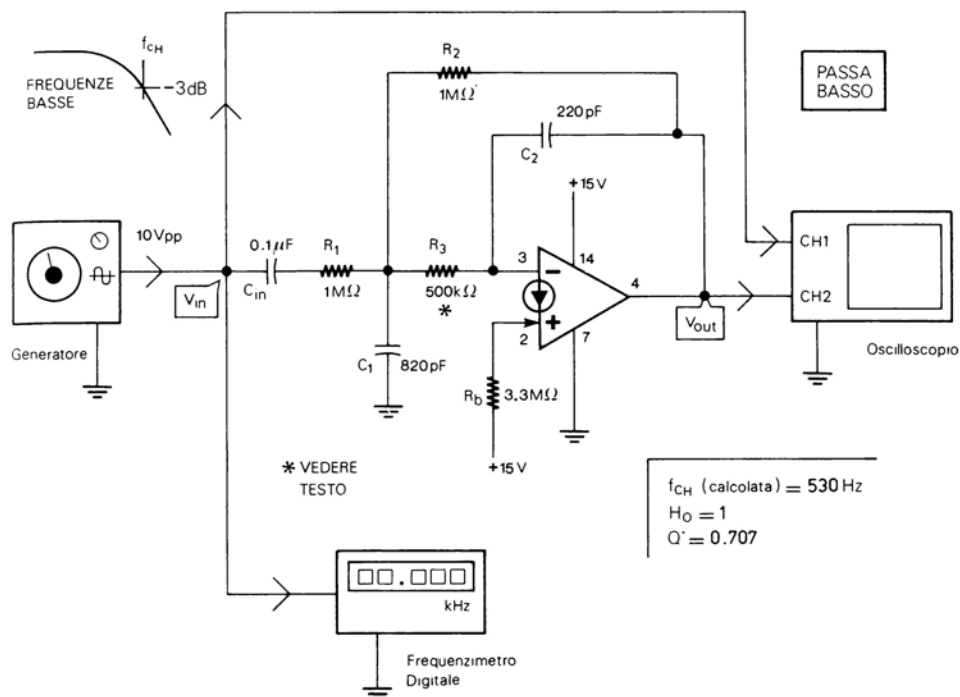
Più alto è il valore di Q e più stretta è la banda passante.

Nelle formule di progetto il guadagno massimo dei filtri è indicato con H_o. L'attenuazione delle frequenze al di fuori della banda passante, è indicata in dB/ottava. Per esempio nei due filtri Passa Basso e Passa Alto degli esperimenti 9 e 10, l'attenuazione è di —12 dB/ottava. Questo vuol dire che tutte le frequenze al di fuori della banda passante, vengono ridotte ad un quarto dell'ampiezza (—12 dB) ad ogni raddoppio (nel filtro Passa Basso) o ad ogni dimezzamento (nel filtro Passa Alto) della frequenza di ingresso.

ESPERIMENTO N. 9

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un filtro Passa Basso di tipo Butterworth.

Schema del circuito

Formule di progetto

Le formule sono relative al solo tipo Butterworth (Q di 0.707). Le formule complete sono al par. 23 capitolo 2:

* stabilire C_2

$$R_1 = \frac{R_2}{H_o}$$

$$\text{Guadagno } (H_o) = \frac{R_2}{R_1}$$

$$C_1 = 2 \cdot C_2 \cdot (H_o + 1)$$

$$R_3 = \frac{1}{8.88\, f_{cH}\, C_2\, (H_o + 1)}$$

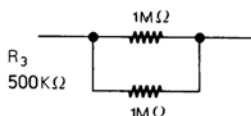
$$f_{cH} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

$$R_2 = \frac{1}{8.88\, f_{cH}\, C_2}$$

$$R_b \cong 2\,(R_2 + R_3)$$

Per R_b è indicata solo la formula per la versione del filtro con accoppiamento c.a. in ingresso (con condensatore C_{in}).

Passo 1

Realizzate il circuito; la tensione di alimentazione deve essere di 15 V. Per la resistenza di 500 kΩ utilizzate due resistenze da 1 MΩ in parallelo:

Passo 2

In base ai valori indicati nello schema del circuito, calcolate la frequenza di taglio f_{cH} ed il guadagno H_o:

$$f_{cH} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} = \frac{1}{\qquad\qquad} \cong \qquad \text{Hz}$$

$$H_o = \frac{R_2}{R_1} = \underline{\qquad} =$$

I risultati dovrebbero essere circa di 530 Hz per la f_{cH} e di 1 per H_o.

Per comodità annotateli qui di seguito:

f_{cH} ≅ ________________Hz

H_o = ________________

Passo 3

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 4

Regolate il generatore sinusoidale collegato all'ingresso per una frequenza di 200 Hz ed un'ampiezza di 10 Vpp.

Passo 5

Misurate l'ampiezza del segnale di uscita ed annotatela:

$$V_{out} = ____________ V_{pp}$$

Poichè il filtro ha un guadagno unitario e la frequenza di ingresso è molto più bassa di f_{cH}, dovreste aver misurato un'ampiezza circa uguale a quella di ingresso, quindi 10 V_{pp}.

Passo 6

Senza modificarne l'ampiezza aumentate progressivamente la frequenza del segnale di ingresso fino al punto esatto nel quale il segnale di uscita del filtro ha un'ampiezza di 7 V_{pp}, vale a dire i sette decimi (–3 dB) del valore massimo.

Leggete sul frequenzimetro la frequenza indicata (che dovrebbe essere prossima ai 500 Hz) ed annotatela:

$$f_{cH} = ____________ Hz$$

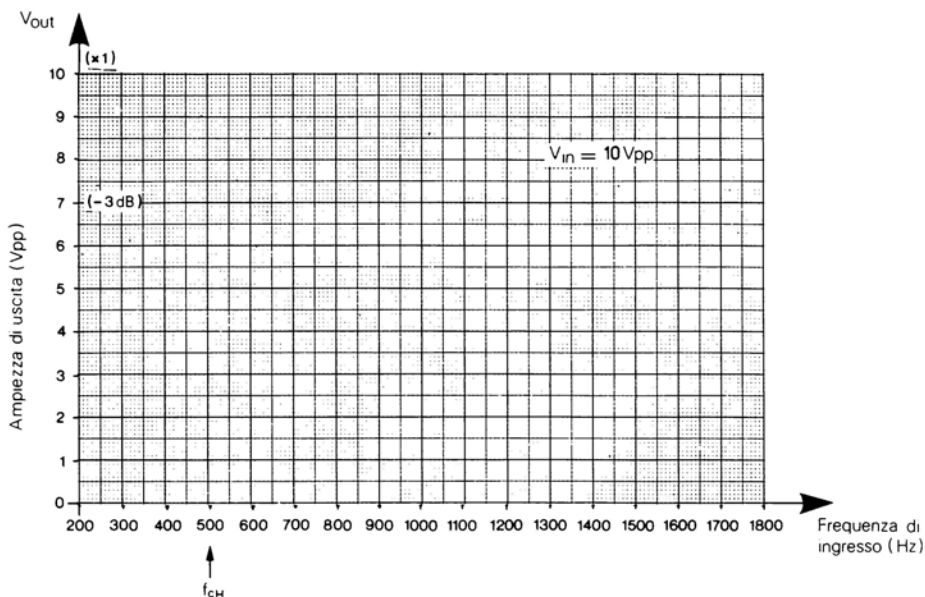
Questa è la frequenza di taglio f_{cH}.

Io ho rilevato un valore di 520 Hz.

Passo 7

Ora, aumentando progressivamente la frequenza di ingresso al di sopra di f_{cH}, poi diminuendola progressivamente al di sotto di f_{cH}, annotate nella seguente tabella a quali valori di frequenza si ha un'ampiezza del segnale di uscita di 8 V_{pp}, 6 V_{pp}, 5 V_{pp}, ecc.:

	V_{out} (V_{pp})	frequenza di ingresso (Hz)
	(×1) 10 (max)	
	9	
	8	
$V_{in} = 10\ V_{pp}$	(×0.707) 7 (–3dB)	(f_{cH})
	6	
	5	
	4	
	3	
	2	
	1	

Riportate i valori della tabella nel seguente grafico e collegate i vari punti:

La curva ricavata rappresenta la risposta in frequenza del filtro Passa Basso.

Passo 8

Sempre con il generatore sinusoidale regolato su 10 V_{pp}, aumentate la frequenza di ingresso sino al punto nel quale il segnale di uscita assume un'ampiezza di 4 V_{pp}.

Leggete ora il valore indicato dal frequenzimetro ed annotatelo:

f = ________________Hz

Io ho misurato una frequenza di circa 800 Hz.

Passo 9

Aumentate la frequenza del generatore di ingresso fino ad un valore doppio di quello ricavato nel passo precedente (nel mio caso ho aumentato la frequenza fino a 800 Hz × 2 = 1600 Hz). Ora la frequenza è più elevata di un'ottava (raddoppiata) rispetto alla frequenza misurata al Passo 8.

Passo 10

Misurate ora l'ampiezza del segnale di uscita ed annotatela:

$$V_{out} = ____________ V_{pp}$$

Con la frequenza di ingresso raddoppiata l'ampiezza misurata dovrebbe essere di 1 V_{pp}, vale a dire 1/4 di prima (o −12 dB).

Questo vuol dire che le frequenze al di sopra di f_{cH} vengono attenuate di 12 dB/ottava.

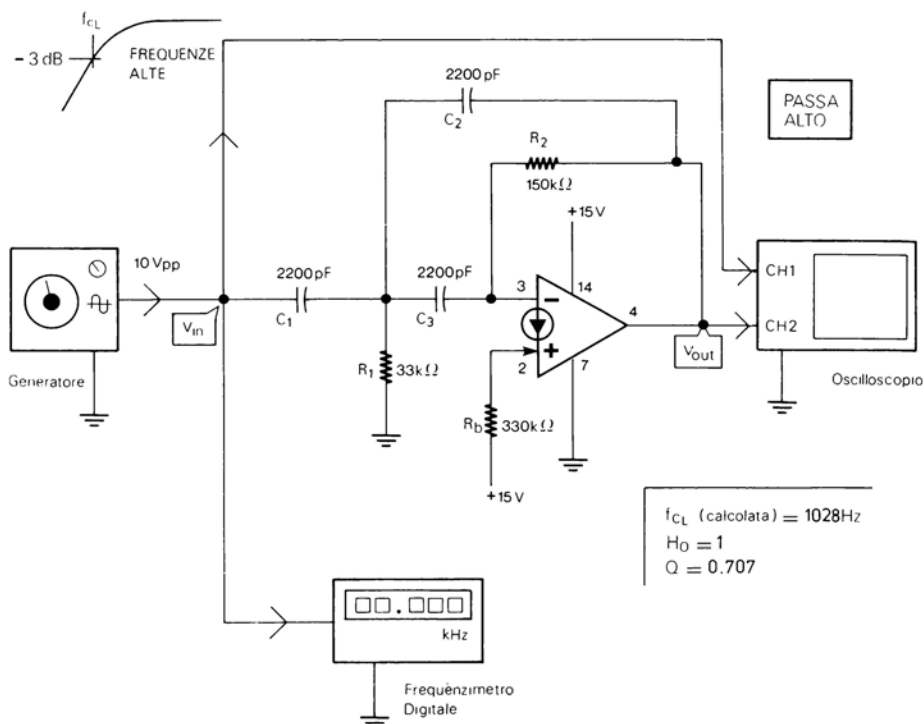
Raddoppiando il valore dei condensatori C_1 e C_2, f_{cH} diventa circa la metà.
Dimezzando C_1 e C_2, f_{cH} raddoppia.
Volendo, potete verificare in pratica quanto detto.

Potete, anche, ripetere l'esperimento ricalcolando le resistenze ed i condensatori in modo da avere altri valori di f_{cH} ed H_o.

ESPERIMENTO N. 10

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un filtro Passa Alto con curva di risposta di tipo Butterworth.

Schema del circuito

Formule di progetto

Le formule sono per il solo tipo Butterworth (Q di 0.707). Le formule complete sono al par. 24 capitolo 2.

* stabilire C_1

$$R_1 = \frac{1}{4.44 f_{cL} C_1 \left(2 + \frac{1}{H_o}\right)}$$

$$\text{Guadagno } (H_o) = \frac{C_1}{C_2}$$

$$C_2 = \frac{C_1}{H_o} \qquad R_2 = \frac{1}{8.88 f_{cL} C_1} (2H_o + 1) \qquad f_{cL} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}}$$

$$C_3 = C_1 \qquad R_b \cong 2 R_2$$

Passo 1

Realizzate il circuito. La tensione di alimentazione deve essere di 15 V.

Passo 2

In base ai valori indicati nello schema del circuito calcolate la frequenza di taglio f_{cL} ed il guadagno H_o:

$$f_{cL} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_2 C_3}} = \frac{1}{\qquad\qquad} \cong \qquad \text{Hz}$$

$$H_o = \frac{C_1}{C_2} = \frac{\qquad}{\qquad} =$$

I risultati dovrebbero essere circa di 1028 per la f_{cL} e di 1 per H_o.
Per comodità annotateli qui di seguito:

$f_{cL} \cong$ ________________Hz

$H_o =$ ________________

Passo 3

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 4

Regolate il generatore sinusoidale collegato all'ingresso per una frequenza di 4000 Hz ed un'ampiezza di 10 V_{pp}.

Passo 5

Misurate l'ampiezza del segnale di uscita ed annotatela:

$V_{out} =$ ________________V_{pp}

Poichè il filtro ha un guadagno unitario e la frequenza di ingresso è molto più alta di f_{cL}, dovreste aver misurato un'ampiezza circa uguale a quella di ingresso, quindi 10 V_{pp}.

Passo 6

Senza modificarne l'ampiezza diminuite progressivamente la frequenza del segnale di ingresso fino al punto esatto nel quale il segnale di uscita del filtro ha un'ampiezza di 7 V_{pp}, vale a dire i sette decimi (–3 dB) del valore massimo.

Leggete sul frequenzimetro la frequenza indicata (che dovrebbe essere prossima a 1000 Hz) ed annotatela:

$$f_{cL} = ____________ Hz$$

Questa è la frequenza di taglio f_{cL}.

Io ho rilevato un valore di 980 Hz.

Passo 7

Ora, diminuendo progressivamente la frequenza di ingresso al di sotto di f_{cL}, poi aumentandola progressivamente al di sopra di f_{cL}, annotate nella seguente tabella a quali valori di frequenza si ha un'ampiezza del segnale di uscita di 8 V_{pp}, 6 V_{pp}, 5 V_{pp}, ecc.

	V_{out} (V_{pp})	frequenza di ingresso (Hz)
	(×1) 10 (max) 9 8	
$V_{in} = 10\ V_{pp}$	(×0.707) 7 (−3dB)	(f_{cL})
	6 5 4 3 2 1	

Riportate i valori della tabella nel seguente grafico e collegate i vari punti:

La curva ricavata rappresenta la risposta in frequenza del filtro Passa Alto.

Anche questo filtro ha un'attenuazione di 12 dB/ottava per le frequenze al di sotto di f_{cL}.

Raddoppiando il valore di R_1 ed R_2 (ed R_b) f_{cL} diventa la metà, dimezzando R_1 ed R_2 (ed R_b) f_{cL} raddoppia.

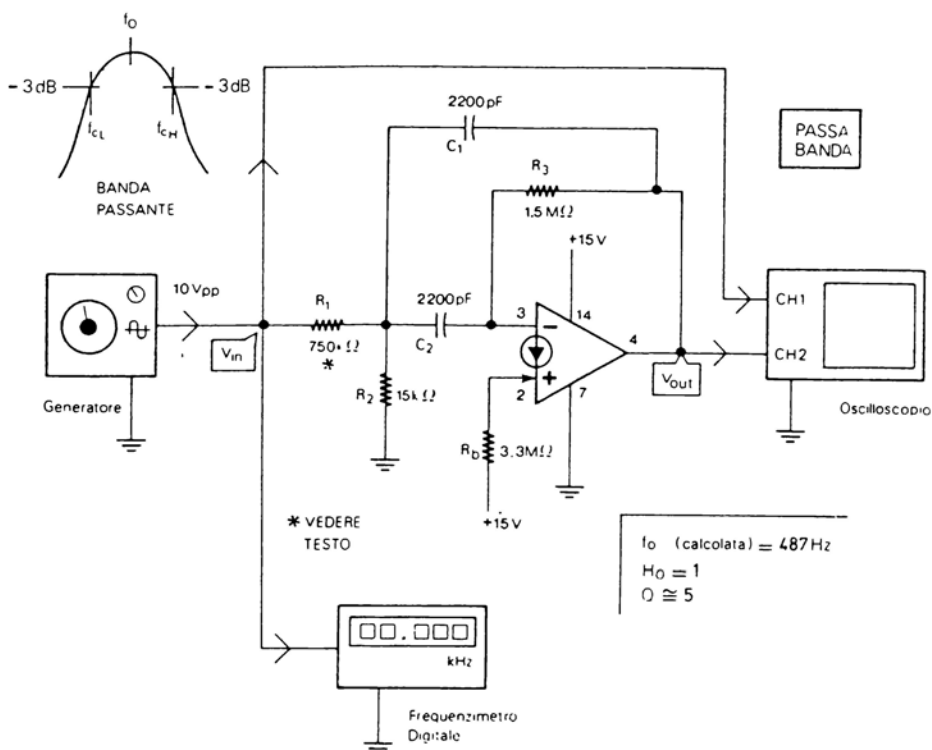
Volendo, potete verificare in pratica quanto detto.

Inoltre l'esperimento può essere ripetuto ricalcolando resistenze e condensatori in modo da avere altri valori di f_{cL} ed H_o.

ESPERIMENTO N. 11

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un filtro Passa Banda.

Schema del circuito

Formule di progetto

* stabilire C_1 con $C_2 = C_1$:

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - H_o)\, 2\pi f_o C_1} \qquad \text{Guadagno } (H_o) = \frac{R_3}{2R_1}$$

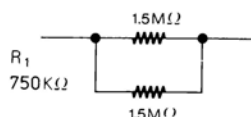
$$C_2 = C_1 \quad R_3 = \frac{Q}{\pi f_o C_1} \qquad f_o = \frac{\sqrt{R_1 + R_2}}{\sqrt{R_1 R_2 R_3}\, 2\pi C_1}$$

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_o C_1 H_o} \qquad Q = \frac{f_o}{f_{cH} - f_{cL}}$$

$R_b \cong 2 R_3$ $\qquad$ f_{cH} e f_{cL} a -3 dB

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 15 V.

Per la resistenza da 750 kΩ utilizzate due resistenze da 1.5 MΩ in parallelo:

Passo 2

In base ai valori indicati nello schema del circuito, calcolate la frequenza centrale f_o ed il guadagno H_o:

$$f_o = \frac{\sqrt{R_1 + R_2}}{2\pi C_1 \quad \sqrt{R_1 R_2 R_3}} = ________ \cong \text{Hz}$$

$$H_o = \frac{R_3}{2 \; R_1} = ________ =$$

I risultati dovrebbero essere di circa 487 Hz per f_o e di 1 per H_o.
Per comodità annotateli qui di seguito:

$f_o \cong$ ________________Hz

$H_o =$ ________________

Passo 3

Predisponete l'oscilloscopio come segue:
- Canali 1 e 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 4

Regolate il generatore sinusoidale collegato all'ingresso per un'ampiezza di 10 V_{pp}.

Passo 5

Variate la frequenza del generatore tra 400 Hz e 600 Hz e fermatevi nel punto esatto nel quale il segnale di uscita del filtro assume la massima ampiezza. Siate più precisi possibile nel determinare il punto esatto.

Leggete sul frequenzimetro la frequenza indicata (che dovrebbe essere prossima ai 500 Hz) ed annotatela:

f_o = ________________Hz

Questa è la frequenza centrale f_o.

Io ho rilevato un valore di 442 Hz.

Passo 6

Con il generatore regolato sulla frequenza centrale del filtro (f_o), rilevata al passo precedente, misurate l'ampiezza del segnale di uscita del filtro e annotatela:

V_{out} = ________________V_{pp}

Poichè il filtro ha un guadagno unitario ad f_o, dovreste avere misurato un'ampiezza circa uguale a quella di ingresso, quindi 10 V_{pp}.

Nell'effettuare l'esperimento ho notato che l'ampiezza massima del segnale di uscita ad f_o non era esattamente di 10 V_{pp}.

Se così dovesse essere anche nel vostro esperimento, prima di passare al passo successivo, modificate l'ampiezza del segnale di ingresso in modo che il segnale di uscita ad f_o sia di 10 V_{pp} esatti, questo per evitare che al prossimo passo dobbiate effettuare dei calcoli per determinare l'ampiezza di uscita a –3 dB.

Passo 7

A partire da f_o aumentate la frequenza del segnale di ingresso fino al punto esatto nel quale il segnale di uscita del filtro ha un'ampiezza di 7 V_{pp} (-3 dB del massimo).

Leggete sul frequenzimetro la frequenza indicata ed annotatela:

f_{cH} = ________________Hz

Questa è la frequenza superiore a -3 dB (f_{cH}).

Io ho rilevato un valore di 496 Hz.

Sempre a partire da f_o diminuite ora la frequenza sempre fino al punto esatto nel quale il segnale di uscita ha un'ampiezza di 7 V_{pp}.

Leggete di nuovo la frequenza indicata sul frequenzimetro ed annotatela:

f_{cL} = ________________Hz

Questa è la frequenza inferiore a -3 dB (f_{cL}).

Il valore da me rilevato è di 395 Hz.

Le due frequenze appena ricavate servono per indicare la larghezza di banda del filtro.

Passo 8

A partire dalle frequenze f_{cH} ed f_{cL}, misurate al passo precedente, potete calcolare Q (che indica la selettività del filtro):

$$Q = \frac{f_o}{f_{cH} - f_{cL}} = \frac{\qquad}{\quad - \quad} =$$

Con i valori da me rilevati (496 Hz e 395 Hz) nel realizzare l'esperimento, il Q risulta essere di 4.37.

Passo 9

Sempre a partire dalla frequenza centrale f_o, aumentate prima e diminuite poi la frequenza di ingresso e completate la seguente tabella (annotate a quali valori di frequenza, al di sopra e al di sotto di f_o si ha un'ampiezza del segnale di uscita di 9 V_{pp}, 8 V_{pp}, 7 V_{pp}, ecc.):

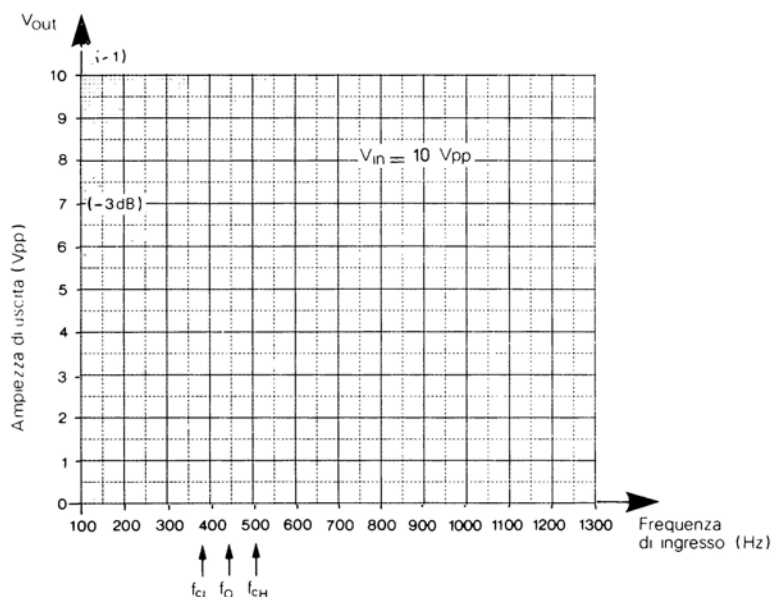
$V_{in} = 10\ V_{pp}$

V_{out} (V_{pp})	frequenza di ingresso (Hz)
(×1) 10 (max)	(f_o)
9	
8	
7 (-3dB)	(f_{cH})
6	
5	
4	
3	
2	
1	

FREQUENZE AL DI SOPRA DI f_o

V_{out} (V_{pp})	frequenza di ingresso (Hz)
(×1) 10 (max)	(f_o)
9	
8	
7 (-3dB)	(f_{cL})
6	
5	
4	
3	
2	
1	

FREQUENZE AL DI SOTTO DI f_o

Riportate i valori della tabella nel seguente grafico e collegate i vari punti in modo da avere la curva della risposta in frequenza del filtro Passa Banda:

Passo 10

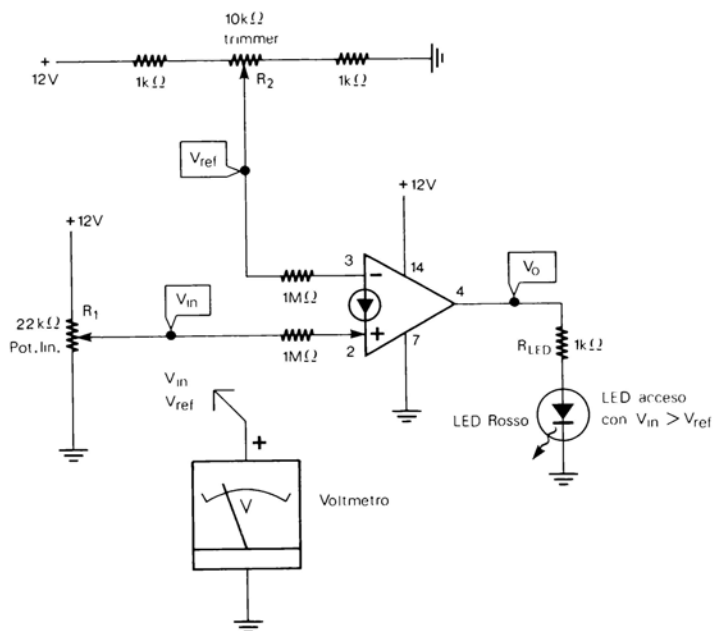
Con i criteri indicati ai Passi 8, 9, 10, dell'esperimento N. 9, potete ricavare anche l'attenuazione in dB/ottava del filtro Passa Banda, naturalmente ripetendo la prova sia al di sopra che al di sotto di f_o. Poichè la curva di risposta è simmetrica rispetto alla frequenza centrale, dovreste ottenere lo stesso risultato in entrambe le prove.

Volendo, potete ripetere tutto l'esperimento ricalcolando le resistenze ed i condensatori in modo da avere altri valori del guadagno (H_o), della frequenza centrale f_o (anche semplicemente modificando il valore di R_2) e del fattore Q. In particolare può essere interessante realizzare un filtro con un Q inferiore (per esempio 1) o superiore (per esempio 10) a quello del filtro di questo esperimento e paragonare le due larghezze di banda. Eventualmente potete determinare la curva di risposta del secondo filtro e disegnarla con un diverso colore nel grafico di cui al Passo 9, sovrapposta alla curva già disegnata. Ricordiamo ancora una volta che un Q elevato corrisponde ad una banda più stretta (e quindi ad una maggiore selettività) e viceversa.

ESPERIMENTO N. 12

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un comparatore di tensione con CDA.

Schema del circuito

Formule di progetto

con: $V_{in} > V_{ref} \rightarrow V_o = \max$ (11.3V a +12V) (LED acceso)
con: $V_{in} < V_{ref} \rightarrow V_o = 0$ (LED spento)

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 12 V.
Non dimenticate le due resistenze di ingresso da 1 MΩ.

Passo 2

Ruotate R_1 fino a massa ($V_{in} = 0$).
Regolate il trimmer R_2 in modo da misurare una V_{ref} di 4 V esatti.

Il LED dovrebbe essere spento ($V_o = 0$).

Passo 3

Ruotate R_1 finchè il LED si accenda completamente, vale a dire raggiunga la massima luminosità ($V_o = 11.3$ V).

Passo 4

Misurate ora la tensione di ingresso (V_{in}) e annotatela:

$$V_{in} \neq __________ V$$

Poichè il comparatore è di tipo NON invertente, quando il LED è acceso V_{in} dovrebbe essere SUPERIORE a V_{ref}. Nel nostro esempio, quindi, superiore a 4 V.

Passo 5

Invertite i collegamenti agli ingressi+ e - del CDA in modo da trasformare il comparatore da non invertente a invertente (V_{in} all'ingresso - e V_{ref} all'ingresso+).

Passo 6

Ruotando R_1 dovreste poter verificare ora, che, quando il LED è completamente acceso V_{in} è INFERIORE a V_{ref}, mentre quando il LED è completamente spento, V_{in} è maggiore di V_{ref}. Quindi tutto il contrario di quanto verificato al Passo 4 per il tipo non invertente.

Passo 7

Tutto l'esperimento può essere ripetuto regolando R_2 per altri valori di V_{ref}.

Se utilizzate una tensione di alimentazione (+V) diversa da 12 V, occorre ricalcolare la resistenza limitatrice di corrente (R_{LED}) con la seguente formula:

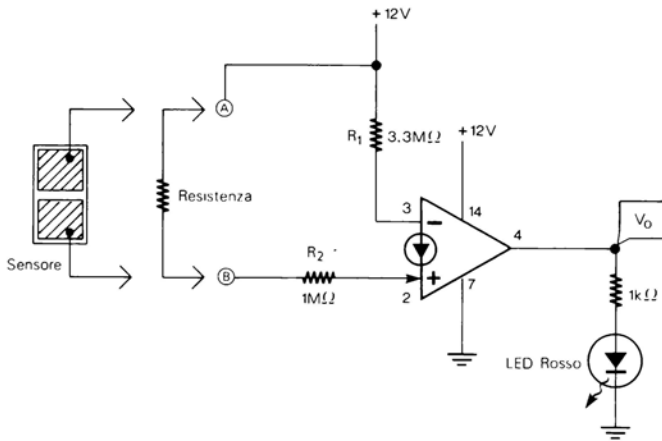
$$R_{LED}\ (\Omega) = [\ (+V) - 2] \cdot 100$$

Per tutto quanto riguarda i comparatori di tensione, si può consultare il par. 56 del capitolo 2.

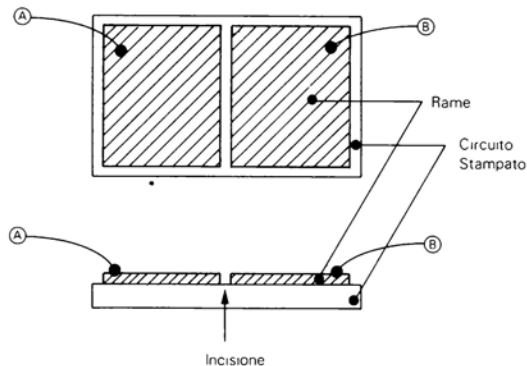
ESPERIMENTO N. 13

Scopo

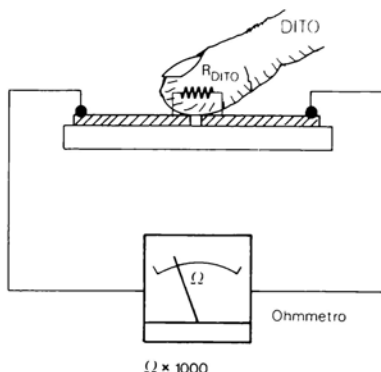
Questo esperimento mostra come funziona un sensore al tocco, vale a dire un dispositivo che viene azionato semplicemente toccandolo con un dito (vedere par. 60 capitolo 2).

Schema del circuito

Passo 1

Realizzazione del sensore.

Per realizzare il sensore al tocco prendete un pezzettino di circuito stampato (per esempio di 3 × 5 cm.) e incidete la parte centrale del lato rame in modo da ottenere due aree conduttive vicinissime ma isolate tra loro; il sensore dovrebbe essere cosi:

Dopo avere effettuato l'incisione pulite la superficie del rame e controllate con l'Ohmmetro che le due aree di rame non si tocchino e siano realmente separate. Quindi saldate a ciascuna delle due aree un pezzettino di filo sottile a un capo per poter collegare, durante l'esperimento, il sensore al resto del circuito.

Passo 2

Collegate i due fili, saldati al sensore, ai puntali di un Ohmmetro predisposto sulla portata $\Omega \times 1000$, e toccate bene con un dito la parte centrale del sensore in questo modo:

Il dito non è isolante ma ha, invece, una sua resistenza che, tenendo il dito sul sensore, potrete leggere sull'Ohmmetro e annotare qui di seguito:

Resistenza dito = ______________kΩ

Il valore ricavato dovrebbe essere intorno a 100-300 kΩ.

Anch'io ho effettuato questa prova rilevando che il mio dito indice ha una resistenza di 235 kΩ! (naturalmente non è necessario che abbiate un dito con la stessa resistenza per continuare l'esperimento!)

Passo 3

Realizzate finalmente il circuito ed alimentatelo con una tensione di 12 V. Non dimenticate la resistenza R_2.

Il funzionamento di tale circuito è descritto nell'esperimento N. 1 (il LED è acceso quando la corrente all'ingresso + è maggiore della corrente all'ingresso - e viceversa).

Passo 4

Collegate tra i punti A e B del circuito (in serie ad R_2) una resistenza di 3.3 MΩ. Come potete notare la resistenza R_2, sommata alla resistenza di 3.3 MΩ dà un valore totale (1 MΩ + 3.3 MΩ = 4.3 MΩ) superiore ad R_1 (3.3 MΩ).

Di conseguenza la corrente all'ingresso- è maggiore, V_o è a 0 ed il LED, perciò, è spento.

Passo 5

Se adesso collegate tra i punti A e B una resistenza con un valore equivalente alla resistenza del vostro dito, misurata al Passo 2, (nel mio caso la resistenza deve essere di 220-270 kΩ) il LED dovrebbe accendersi perchè adesso è maggiore la corrente all'ingresso+.

Passo 6

Togliete la resistenza usata al passo precedente e collegate tra i punti A e B il sensore realizzato al Passo 1. Ora, se le due aree del sensore non si trovano in cortocircuito, il LED dovrebbe essere spento, mentre se toccate con un dito la parte centrale del sensore il LED dovrebbe accendersi (provate a verificare).

Dunque, toccando il sensore il LED si accende, non toccando il sensore il LED rimane spento.

Passo 7

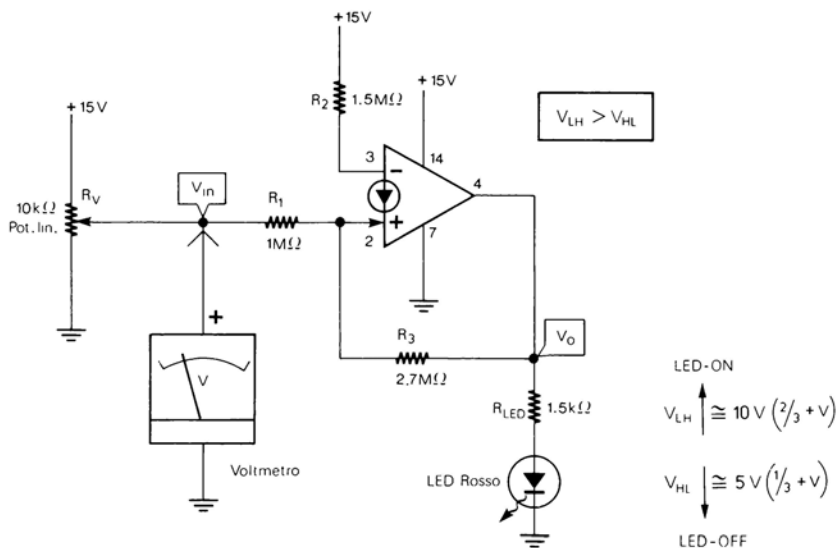
Invertite i collegamenti di ingresso + e - del CDA.

Ora il LED dovrebbe essere sempre acceso mentre dovrebbe spegnersi quando si tocca il sensore.

ESPERIMENTO N. 14

Scopo

Questo esperimento mostra come funziona un trigger di Schmitt di tipo non invertente.

Schema del circuito

Formule di progetto

Le formule sono relative al tipo non invertente; per il tipo invertente vedere il par. 61 capitolo 2.

$$V_{LH} = \frac{(+V) \cdot R_1}{R_2} \qquad V_{LH} > V_{HL}$$

$$V_{HL} = \left(\frac{+V}{R_2} - \frac{V_{o\,max}}{R_3}\right) \cdot R_1 \quad V_{o\,max} = (+V) - 1\,V = 14\,V$$

(con $(+V) = 15\,V$ e senza LED)

V_{LH} è la tensione alla quale V_o passa da 0 al massimo (LED acceso); V_{HL} è la tensione alla quale V_o ritorna a 0 (LED spento).

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 15 V.

Passo 2

Calcolate V_{LH} e V_{HL} con le formule e annotate qui di seguito i risultati:

V_{LH} = ______________V

V_{HL} = ______________V

Passo 3

Ruotate il potenziometro R_v fino a massa ($V_{in} = 0$).
Il LED dovrebbe essere spento.

Passo 4

Ruotate ora lentamente R_v fino al punto esatto nel quale il LED si accende (V_o a circa 14 V).
Misurate con il voltmetro la tensione di ingresso ed annotatela:

V_{LH} = ______________V

Questa è la tensione V_{LH} che, con i valori indicati per R_1, R_2, R_3 e +V, dovrebbe essere di circa 10 V (2/3 di +V).

Io ho misurato un valore di 10.1 V.

V_{LH} è la tensione alla quale l'uscita del trigger passa da 0 al valore massimo (di circa 14 V con alimentazione di + 15 V).

Passo 5

Tramite R_v riducete ora la tensione di ingresso V_{in} di 1 V (da 10 a 9 V).
Il LED dovrebbe rimanere acceso.

Passo 6

Ruotate lentamente R_v in modo da ridurre ancora la tensione di ingresso fino al punto esatto nel quale il LED si spegne (V_o a 0).
Leggete di nuovo la tensione indicata sul voltmetro ed annotatela:

V_{HL} = ______________V

Questa è la tensione V_{HL} che dovrebbe risultare di circa 5 V (1/3 di +V).

Io ho misurato un valore di 5.45 V.

V_{HL} è la tensione alla quale l'uscita del trigger passa dal valore massimo a 0.

Passo 7

Paragonate i valori di V_{LH} e V_{HL}, calcolati al Passo 2, con quelli ricavati sperimentalmente ai Passi 4 e 6.

Passo 8

Ripetete l'esperimento (Passi 3, 4 e 6) prima aumentando la tensione di alimentazione da 15 a 24 V (con R_{LED} di 2.2 kΩ), poi riducendo l'alimentazione da 15 a 12 V (con R_{LED} di 1k Ω).

In entrambi i casi dovreste verificare che V_{LH} e V_{HL} assumono valori diversi ma sono sempre, la prima circa i 2/3 di +V e la seconda circa 1/3.

Naturalmente si possono ricalcolare R_1, R_2 ed R_3 in modo da ottenere altri valori di V_{LH} e V_{HL}.

Le formule relative (2-86 e 2-87) sono al par. 61 capitolo 2. (Se usate il LED e cambiate +V, non dimenticate di modificare anche la resistenza R_{LED}).

Oltre al trigger non invertente potete sperimentare con gli stessi criteri indicati in questo esperimento, anche il trigger di Schmitt INVERTENTE.

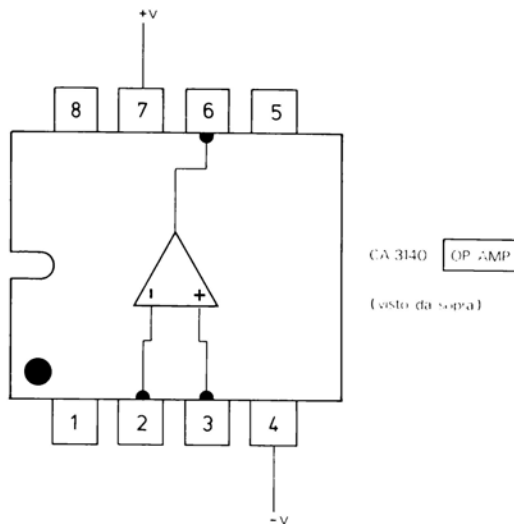
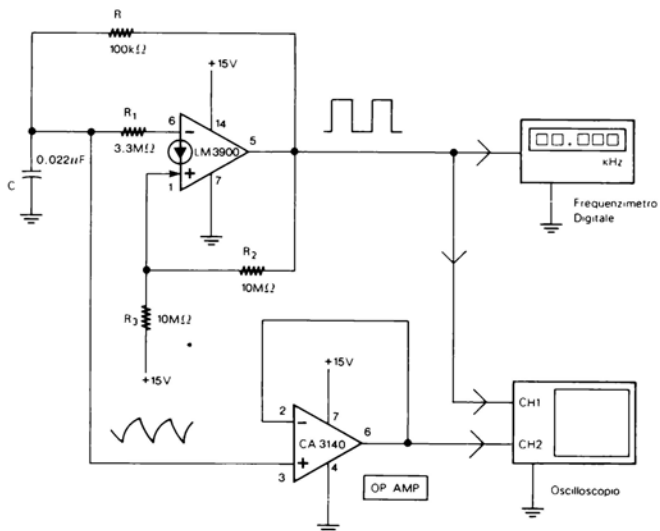
Sempre al par. 61 del capitolo 2 potete trovare lo schema relativo, le formule (2-84 e 2-85) ed un esempio pratico.

Tenete presente che nel trigger invertente V_{LH} è minore di V_{HL} e che il trigger stesso ha un funzionamento inverso al tipo non invertente.

ESPERIMENTO N. 15

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un oscillatore ad onda quadra con CDA.

Configurazione dei pin dell'integrato CA3140

Schema del circuito

Formule di progetto

con: $R_1 = \frac{R_2}{3}$ $\qquad R_3 = R_2 \qquad R_1 \gg R$

$$f = \frac{0.7}{RC}$$

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 15 V.

L'oscillatore è sostanzialmente un trigger di Schmitt invertente (R_1, R_2, R_3 e CDA) con l'aggiunta di una resistenza (R) e di un condensatore (C).

Come potete notare, nello schema è compreso anche un amplificatore operazionale ad alta impedenza di ingresso tipo CA3140 (ma anche altri op amp con ingressi a FET o a MOS vanno ugualmente bene).

Bisogna usare l'op amp 3140 perchè altrimenti, collegando direttamente uno dei canali dell'oscilloscopio ai capi del condensatore C, le caratteristiche di funzionamento dell'oscillatore verrebbero modificate dall'impedenza di ingresso (generalmente di 1 MΩ) dell'oscilloscopio stesso.

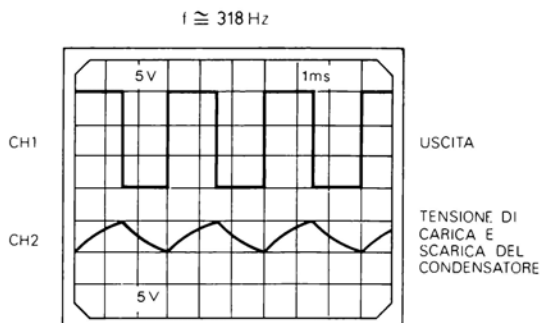
L'Op amp 3140 è utilizzato in configurazione voltage follower, per cui la tensione di uscita (pin 6) segue esattamente la tensione di ingresso (pin 3).

Passo 2

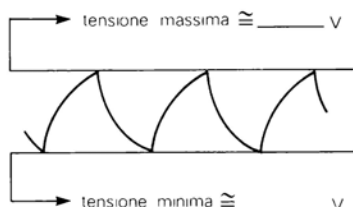
Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Osservate sull'oscilloscopio le due forme d'onda:

Sul canale 1 (uscita del CDA) dovrebbe essere presente un'onda quadra quasi simmetrica, mentre sul canale 2 dovreste osservare la tensione di carica e scarica del condensatore C.

L'ampiezza dell'onda quadra dovrebbe essere circa 1 V in meno della tensione di alimentazione (15 V), quindi di circa 14 V_{pp}.

Invece la tensione massima e minima (fine carica e fine scarica) presente sul condensatore può essere da voi misurata con l'oscilloscopio ed annotata nella seguente figura:

Io ho misurato tensioni di 10 V e 5.5 V, rispettivamente circa i 2/3 e circa un 1/3 di +V (se alla fine dell'esperimento provate ad aumentare o a diminuire la tensione di alimentazione, dovreste verificare che la frequenza rimane quasi uguale mentre le tensioni ai capi del condensatore cambiano, ma i valori minimo e massimo, sono sempre circa 1/3 e circa 2/3 di +V).

Passo 4

Misurate con il frequenzimetro la frequenza dell'oscillatore ed annotatela qui di seguito:

f = ________________Hz

Con i valori indicati nello schema del circuito (R = 100 kΩ e C = 0.022 μF) la frequenza dovrebbe essere intorno a 318 Hz (provate a verificare con la formula).

Io ho misurato un valore di 312 Hz.

Passo 5

Sostituite R e C con i valori indicati nella seguente tabella (ogni volta calcolate la frequenza con la formula data, poi misurate la frequenza sperimentalmente e riportate i valori nella tabella stessa):

R	C	f misurata	f calcolata
47 kΩ	0.022 μF		
100 kΩ	0.033 μF		
220 kΩ	0.0033 μF		
100 kΩ	0.22 μF		

La differenza tra la frequenza calcolata e quella misurata dipende dalla tolleranza dei componenti usati.

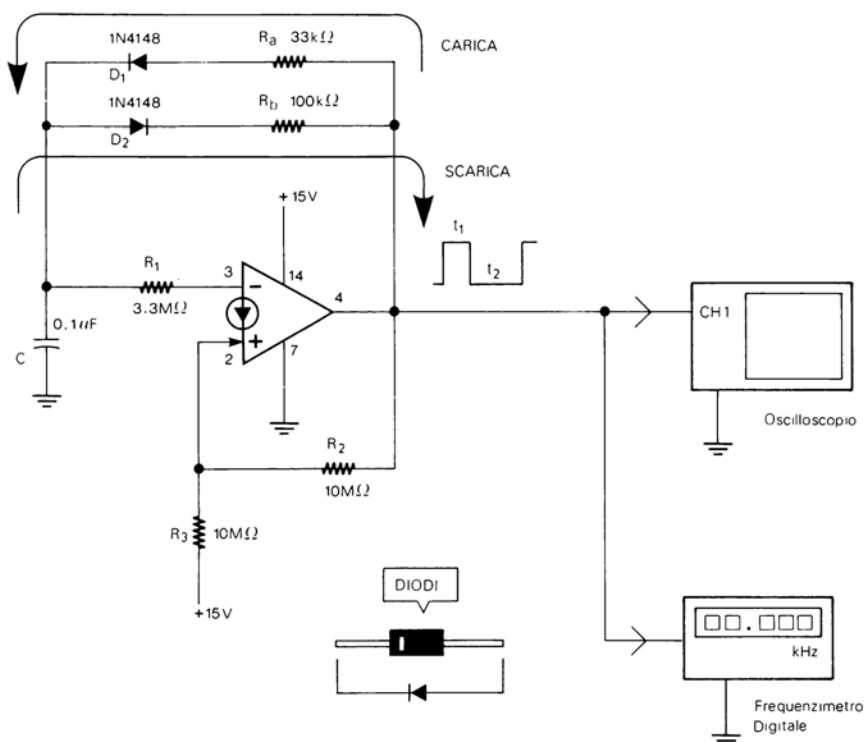
Se volete, potete ripetere l'esperimento con altri valori di R e C.

Tenete presente che, se R ha un valore superiore a 100 kΩ, la frequenza reale può discostarsi dal valore calcolato a causa dell'influenza di R_i.

ESPERIMENTO N. 16

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un generatore di impulsi con CDA.

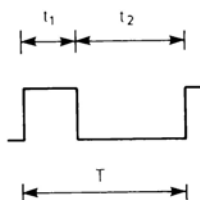
Schema del circuito

Formule di progetto

con: $R_1 = \dfrac{R_2}{3}$ $\qquad R_3 = R_2 \qquad R_1 \gg R_a$ e R_b

$t_1 \cong 0.7\, R_a\, C \qquad T = t_1 + t_2 \qquad R_a$ carica C (t_1)

$t_2 \cong 0.7\, R_b\, C \qquad f = \dfrac{1}{T} \qquad R_b$ scarica C (t_2)

t_1 t_2

T

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 15 V. Fate attenzione a collegare i diodi D_1 e D_2 ESATTAMENTE nel modo indicato in figura altrimenti il funzionamento è diverso da quanto spiegato durante l'esperimento.

Il circuito è praticamente uguale all'oscillatore ad onda quadra dell'esperimento N. 15, con la differenza che ora è possibile controllare indipendentemente la larghezza della parte positiva (t_1) e della parte negativa (t_2) dell'onda quadra, dimensionando opportunamente le resistenze R_a ed R_b. In questo modo è possibile ottenere onde quadre o impulsi positivi o impulsi negativi.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 2 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

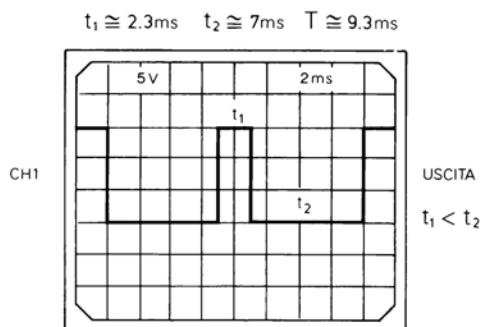
Con i valori indicati nello schema del circuito, calcolate t_1, t_2 e la frequenza, che dovrebbero risultare rispettivamente di 2.3 ms, 7 ms e 107 Hz.

Misurate con il frequenzimetro la frequenza dell'oscillatore ed annotatela:

f = ________________Hz

La frequenza misurata dovrebbe essere prossima a quella calcolata.

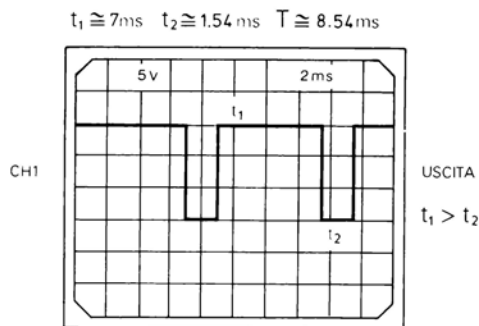
lo ho misurato un valore di 110 Hz.

Osservate il segnale di uscita sull'oscilloscopio che con R_a MINORE di R_b dovrebbe risultare in questo modo:

Con R_a minore di R_b si ottengono, dunque, degli impulsi positivi ($t_1 < t_2$).

Passo 4

Senza modificare C (0.1 μF) cambiate ora R_a con una resistenza di 100 kΩ ed R_b con una resistenza di 22 kΩ.

Di nuovo calcolate con le formule t_1, t_2 e la frequenza (che dovrebbe risultare di 117 Hz) e paragonate quest'ultima con il valore misurato in pratica con il frequenzimetro (in questa seconda prova ho rilevato un valore di 102 Hz).

Osservate ora il segnale di uscita sull'oscilloscopio che con R_a MAGGIORE di R_b dovrebbe risultare in questo modo:

Questa volta con R_a maggiore di R_b si ottengono, dunque, degli impulsi negativi ($t_1 > t_2$).

Passo 5

Come ultima prova usate per R_a ed R_b due resistenze uguali, per esempio di 47 kΩ (C sempre di 0.1 μF) e ancora una volta calcolate la frequenza (152 Hz) e paragonatela con il valore misurato in pratica.

Se osservate il segnale di uscita sull'oscilloscopio dovreste verificare che ora con R_a UGUALE ad R_b il circuito fornisce un'onda quadra quasi simmetrica.

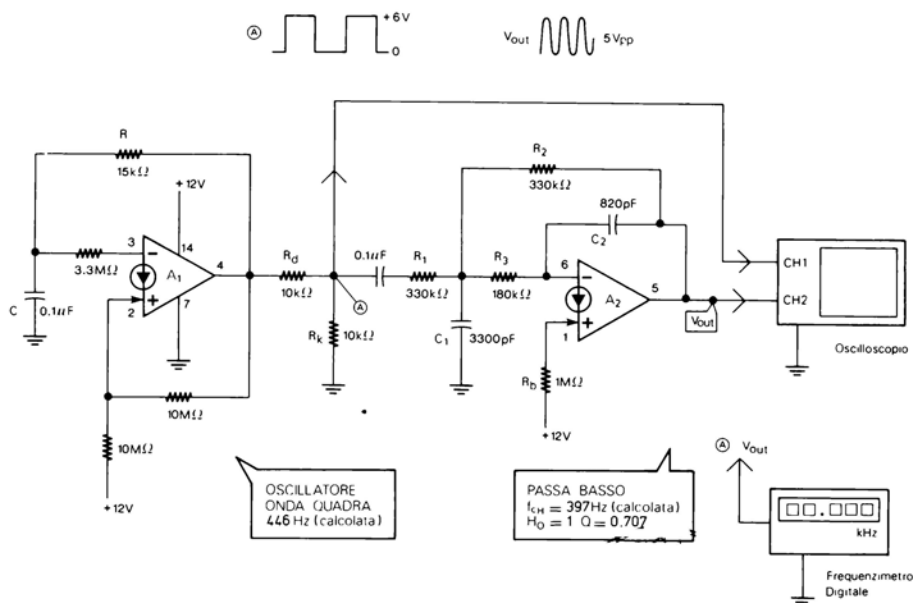
Come per tutti gli altri esperimenti, anche questo può essere ripetuto con altri valori di R_a, R_b e C in modo da ottenere differenti risultati.

Oltre al circuito di questo esperimento, al par. 32 del capitolo 2 potete trovare un secondo tipo di generatore di impulsi positivi (fig. 2-72) più semplice.

ESPERIMENTO N. 17

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un generatore di onde sinusoidali.

Schema del circuito

Formule di progetto

La frequenza dell'oscillatore ad onda quadra può essere calcolata con la seguente formula:

$$f = \frac{0.7}{RC}$$

La f_{cH} del filtro Passa Basso può essere, invece, calcolata con quest'altra formula:

$$f_{cH} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

Le formule complete per progettare il filtro Passa Basso, sono all'inizio dell'esperimento N. 9 e al par. 23 del capitolo 2.

Il filtro deve avere un guadagno (H_o) di 1, un Q di 0.707 ed una frequenza di taglio (f_{cH}) circa uguale alla frequenza dell'oscillatore ad onda quadra.

Se la f_{cH} del filtro è inferiore alla frequenza dell'oscillatore ad onda quadra l'onda sinusoidale è migliore come qualità ma ha un'ampiezza inferiore, come si vedrà nell'esperimento.

Funzionamento del circuito

L'onda quadra è un'onda formata dalla somma di una frequenza fondamentale sinusoidale con le sue armoniche dispari (3ª, 5ª, 7ª, ecc.).

Il filtro Passa Basso elimina o attenua fortemente le armoniche fornendo in uscita un'onda sinusoidale.

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 12 V.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 2 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Il canale 1 va collegato al punto di congiunzione delle resistenze R_d ed R_k e *non* all'uscita dell'oscillatore ad onda quadra (CDA A_1).

Passo 3

Misurate l'ampiezza e la frequenza dell'onda quadra nel punto A ed annotatele:

Ampiezza onda quadra = ________________ V_{pp}

f = ________________ Hz

L'ampiezza dovrebbe risultare di 5-6 V_{pp}, mentre la frequenza dovrebbe essere intorno a 466 Hz (valore calcolato con la formula di progetto).

Per la frequenza ho rilevato un valore di 419 Hz.

Passo 4

Calcolate con la formula di progetto la frequenza di taglio (f_{cH}) del filtro Passa Basso:

$$f_{cH} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} = \frac{1}{\rule{3cm}{0.4pt}} \cong \quad Hz$$

Il risultato dovrebbe essere di 397 Hz (se volete verificare in pratica la f_{cH} del filtro, potete farlo nel modo spiegato ai Passi 4, 5 e 6 dell'esperimento N. 9. Io ho misurato una f_{cH} di 430 Hz).

Come potete osservare la f_{cH} del filtro e la frequenza dell'oscillatore, hanno circa lo stesso valore come richiesto nelle formule di progetto.

Passo 5

All'uscita del filtro Passa Basso dovrebbe essere presente un'onda sinusoidale di discreta qualità.

Misurate l'ampiezza di tale onda ed annotatela:

V_{out} = ________________ V_{pp}

Con i valori indicati ed una alimentazione di 12 V ho potuto misurare un'ampiezza di circa 5 V_{pp}.

Misurate anche la frequenza dell'onda sinusoidale ed annotatela:

f = ________________ Hz

Il risultato, ovviamente dovrebbe essere uguale alla frequenza dell'onda quadra misurata al Passo 3.

Passo 6

Come si è detto a proposito delle formule di progetto, se la f_{cH} del filtro è inferiore alla frequenza dell'oscillatore, l'onda sinusoidale diminuisce di ampiezza ma migliora molto di qualità.

Per verificare quanto detto provate ad aumentare C_1 da 3300 pF a 6800 pF (il doppio), poi a 10000 pF (il triplo) e infine a 15000 pF (il quintuplo).

In tutti e tre i casi calcolate la f_{cH} del filtro e misurate l'ampiezza e la frequenza dell'onda sinusoidale di uscita.

Riportate le f_{cH}, le ampiezze e le frequenze nella seguente tabella:

con: (+V) = 12V

C_1	f_{cH} calcolata	V_{out} (V_{pp})	frequenza (Hz) di uscita
6800 pF 10000 pf 15000 pF			

Con C_1 di 15000 pF la f_{cH} calcolata dovrebbe essere di circa 186 Hz (meno della metà della frequenza dell'onda quadra), mentre l'ampiezza del segnale di uscita dovrebbe essere intorno a 1.5 V_{pp} (io ho misurato un valore di 1.6 V_{pp}).

Naturalmente in tutti e tre i casi la frequenza dell'onda sinusoidale dovrebbe essere la stessa misurata al Passo 5 ed al Passo 3.

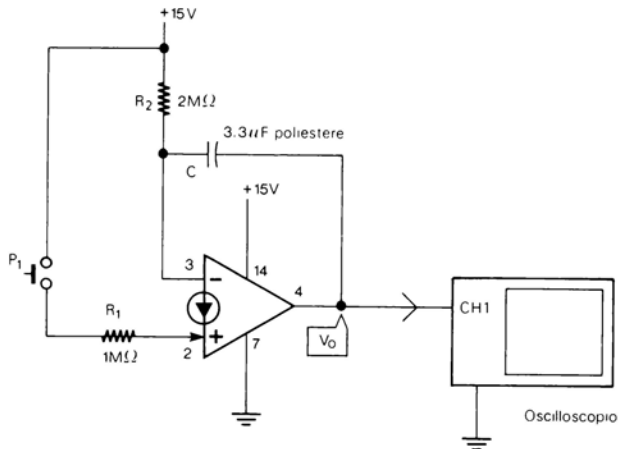
Se nel filtro Passa Basso viene aumentato solo C_1, la f_{cH} diminuisce ma contemporaneamente aumenta Q. Per diminuire la f_{cH} lasciando sempre il Q a 0.707, oltre a cambiare C_1, occorre ricalcolare anche gli altri valori del filtro con le formule indicate nell'esperimento N. 9.

Oltre al circuito di questo esperimento, potrete trovare (ed eventualmente sperimentare) altri tre interessanti circuiti di oscillatori sinusoidali ai par. 37, 38, e 39 del capitolo 2, sempre con le formule relative ed un esempio pratico.

ESPERIMENTO N. 18

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un integratore.

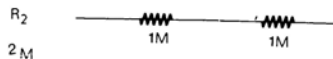
Schema del circuito

Formule di progetto

Con: $R_2 = 2R_1$

i tempi di salita e di discesa della rampa di uscita sono uguali.

R_1 deve essere, comunque, sempre inferiore ad R_2.

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 15 V esatti. Per la resistenza da 2 MΩ usate due resistenze da 1 MΩ in serie:

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 2 V per divisione
- Base dei tempi: 10 ms per divisione o altra velocità più lenta
- Accoppiamento c.c.

Nei prossimi passi per misurare i tempi di salita e di discesa delle rampe, occorre utilizzare un orologio con la lancetta dei secondi o meglio ancora un cronometro di qualsiasi tipo.

Passo 3

Premendo P_1 dovreste osservare sull'oscilloscopio che la tensione di uscita (V_o) sale in modo lineare; rilasciando P_1 la tensione di uscita dovrebbe ridiscendere sempre linearmente.

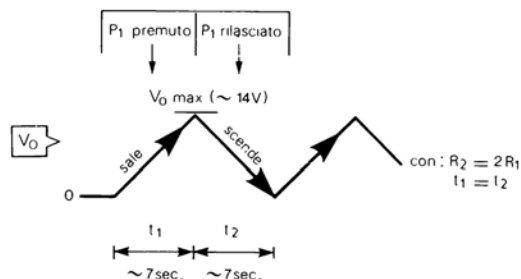
Passo 4

Premete P_1 e con il cronometro misurate in quanto tempo la rampa sale da 0 alla tensione massima (circa 14 V), quindi rilasciate P_1 e misurate in quanto tempo la rampa scende dalla massima tensione a 0.

Annotate qui di seguito i due tempi misurati:

Tempo di salita (t_1) = ________________sec.

Tempo di discesa (t_2) = ________________sec.

Con R_2 uguale al doppio di R_1, i due tempi di salita (t_1) e di discesa (t_2) della rampa dovrebbero essere circa uguali:

Con i valori indicati io ho misurato per entrambi circa 7 secondi.

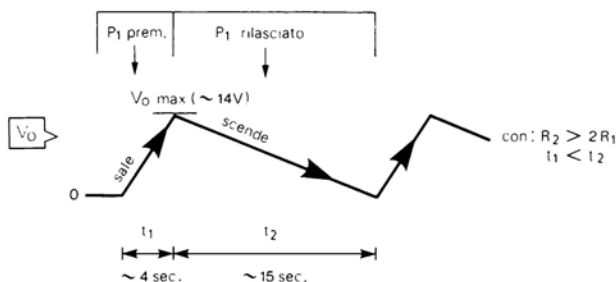
Passo 5

Sostituite R_2 con una resistenza da 4.7 MΩ.

Misurate di nuovo i tempi di salita e di discesa della rampa ed annotateli:

Tempo di salita (t_1) = ________________sec.

Tempo di discesa (t_2) = ________________sec.

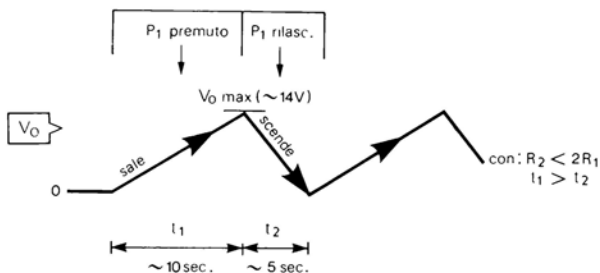
Ora con R_2 MAGGIORE DEL DOPPIO di R_1 il tempo di salita dovrebbe essere inferiore al tempo di discesa ($t_1 < t_2$):

Io ho misurato rispettivamente 4 e 15 secondi.

Passo 6

Di nuovo sostituite R_2, ma con una resistenza da 1.5 MΩ.
Ancora una volta misurate i tempi di salita e di discesa della rampa e annotateli:

Tempo di salita (t_1) = ______________ sec.

Tempo di discesa (t_2) = ______________ sec.

Questa volta con R_2 MINORE DEL DOPPIO di R_1, il tempo di salita dovrebbe essere maggiore del tempo di discesa ($t_1 > t_2$):

I valori da me misurati sono stati rispettivamente di 10 e 5 secondi.

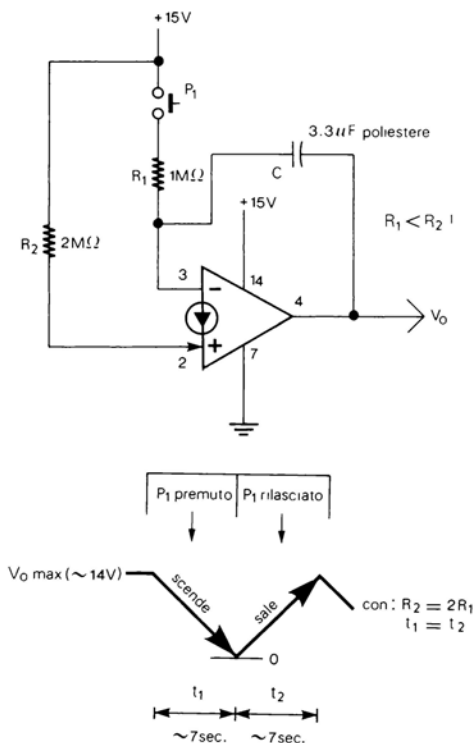
Passo 7

Come si è detto a proposito delle formule di progetto, R_1 deve essere sempre inferiore a R_2.
Se, infatti, provate ad usare per R_1 una resistenza da 3.3 MΩ e per R_2 una resistenza da 2.2 MΩ, premendo o rilasciando P_1, la tensione di uscita rimane sempre a 0.

Passo 8

Il circuito sperimentato può essere considerato un integratore NON INVERTENTE in quanto, se la corrente all'ingresso+ è maggiore della corrente all'ingresso-, la tensione di uscita sale, e viceversa.

Cambiando i collegamenti di ingresso + e - del CDA, può essere realizzato un integratore INVERTENTE il cui funzionamento è, ovviamente, inverso al precedente.

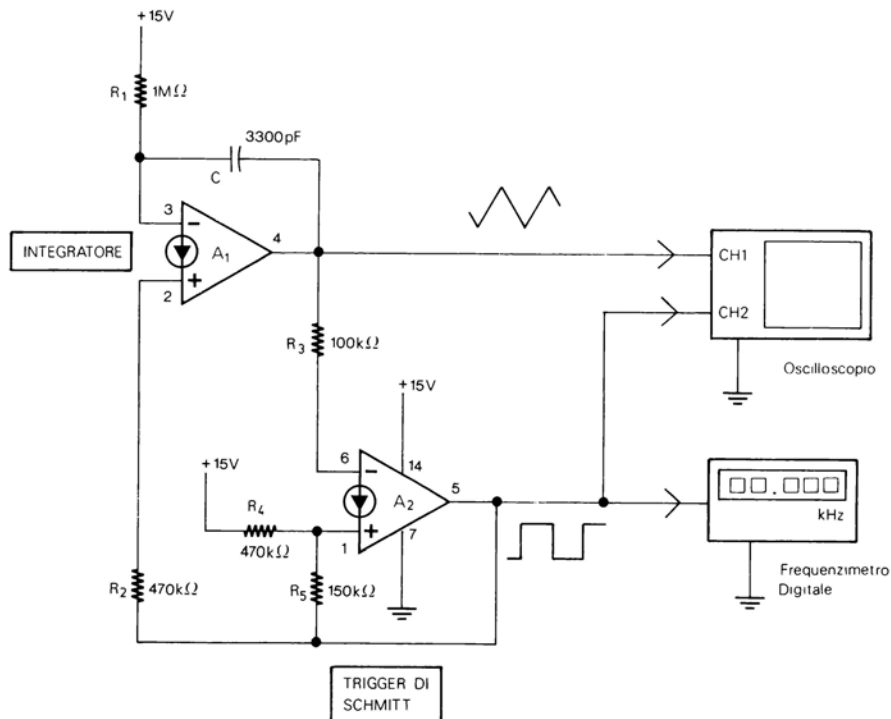
Lo schema del circuito e il funzionamento sono qui di seguito:

Anche in questo integratore, con R_2 uguale al doppio di R_1, i tempi di salita e di discesa sono circa uguali.

Anche questo secondo circuito può essere sperimentato come spiegato in questo esperimento.

ESPERIMENTO N. 19

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un oscillatore ad onda quadra e triangolare.

Schema del circuito

Formule di progetto

con: $R_3 = 100\ k\Omega$ $\qquad R_1 > R_2$

$R_4 = 470\ k\Omega$

$R_5 = 150\ k\Omega$. $\qquad f \cong \dfrac{0.8}{R_1\ C}$

$R_1 = 2\ R_2$

Con R_1 uguale al doppio di R_2, l'onda triangolare di uscita è pressochè simmetrica. R_1 deve essere sempre maggiore di R_2.

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 15 V.

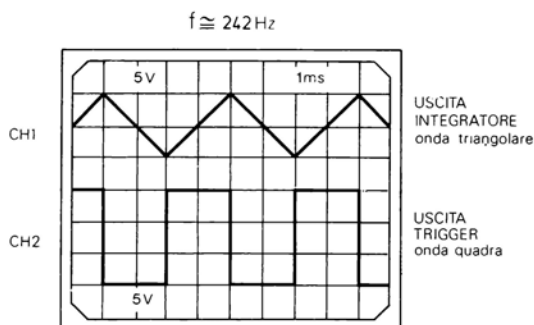
Come potete osservare dallo schema il circuito è composto da un integratore e da un trigger di Schmitt invertente.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Osservate sull'oscilloscopio le due forme d'onda:

Sul canale 1 (uscita dell'integratore) dovrebbe essere presente un'onda triangolare simmetrica, mentre sul canale 2 (uscita del trigger) dovrebbe esservi un'onda quadra.

L'ampiezza dell'onda quadra dovrebbe essere di circa 14 V_{pp}, vale a dire circa 1 V in meno della tensione di alimentazione.

Misurate l'ampiezza dell'onda triangolare ed annotatela qui di seguito:

Ampiezza dell'onda triangolare = ______________ V_{pp}

Io ho misurato un'ampiezza di 9 V_{pp} pari al 60% di +V.

(Se alla fine dell'esperimento provate ad aumentare o a diminuire la tensione di alimentazione, dovreste verificare che la frequenza cambia di poco mentre l'ampiezza dell'onda triangolare aumenta, ma rimane sempre circa il 60% di +V).

Passo 4

Misurate con il frequenzimetro la frequenza dell'oscillatore ed annotatela qui di seguito:

f = ________________Hz

Con i valori indicati nello schema del circuito (R_1 = 1 MΩ, R_2 = 470 kΩ, C = 3300 pF) la frequenza dovrebbe essere intorno a 242 Hz (provate a verificare con la formula).

Io ho misurato un valore di 250 Hz.

Passo 5

Sempre con R_1 di 1 MΩ, R_2 di 470 kΩ ed R_3, R_4, R_5, come indicato nello schema, sostituite il condensatore C con i valori indicati nella seguente tabella (ogni volta calcolate la frequenza con la formula data, poi misurate la frequenza sperimentalmente e riportate i valori nella tabella stessa):

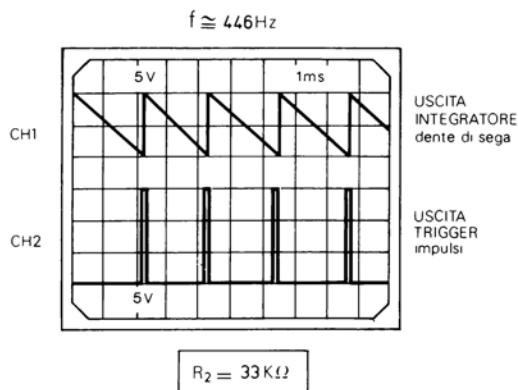
C	f calcolata	f misurata
0.1 μF		
0.33 μF		
0.22 μF		
0.01 μF		
0.001 μF		

La differenza tra la frequenza calcolata e quella misurata dipende dalla tolleranza dei componenti usati.

In tutte e cinque le prove indicate nella tabella, l'onda triangolare e l'onda quadra dovrebbero risultare pressochè simmetriche.

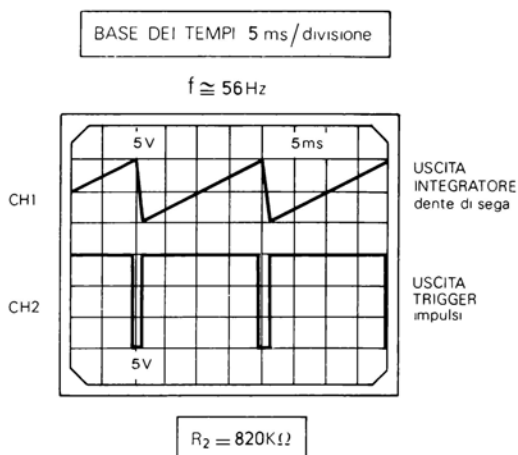
Se volete, provate anche altri valori di C.

Passo 6

Con C di 3300 pF, se sostituite R_2 (470 kΩ) con una resistenza più bassa, per esempio di 33 kΩ, invece di un'onda triangolare dovreste osservare sull'oscilloscopio un'onda a denti di sega:

Se misurate la frequenza questa dovrebbe essere superiore a quanto misurato al Passo 4 (io ho misurato 446 Hz).

Passo 7

Sostituite di nuovo R_2 (che ora è di 33 kΩ) con una resistenza più alta, per esempio di 820 kΩ.

Ora dovreste osservare sull'oscilloscopio ancora un'onda a dente di sega ma di tipo opposto a quanto rilevato al Passo 6:

Se misurate la frequenza questa dovrebbe essere ora inferiore a quanto misurato al Passo 4 e al Passo 6 (io ho misurato 56 Hz):

Come si è visto ai Passi 6 e 7, se R_2 è maggiore o minore della metà di R_1, si ottengono delle onde triangolari asimmetriche (o «a dente di sega»).

Oltre all'onda triangolare anche l'onda quadra risulta asimmetrica.

Poichè la frequenza cambia di molto, anche la formula per calcolarla non può più essere applicata essendo valida solo con R_2 uguale alla metà di R_1.

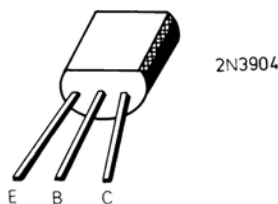
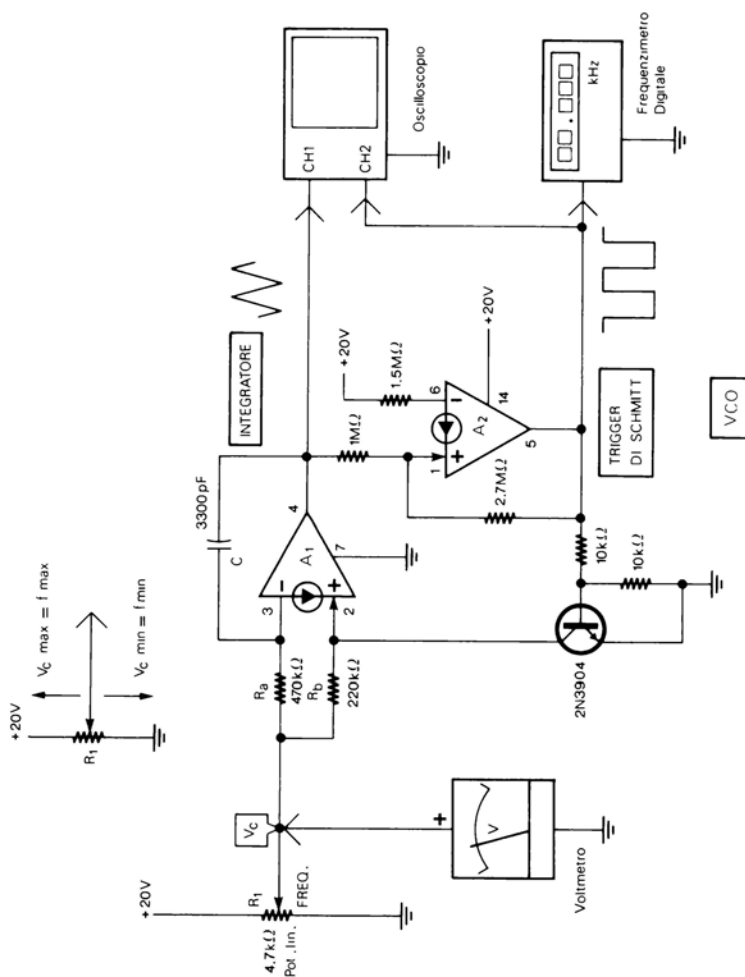
Come indicato nelle formule di progetto, R_1 deve essere in ogni caso maggiore di R_2.

Se, infatti, provate ad usare per R_1 una resistenza da 1 MΩ e per R_2 una resistenza da 1.5 MΩ, l'oscillatore non dovrebbe funzionare.

ESPERIMENTO N. 20

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un oscillatore controllato in tensione (VCO) con CDA.

Disposizione dei terminali del transistore 2N3904

Schema del circuito

Passo 1

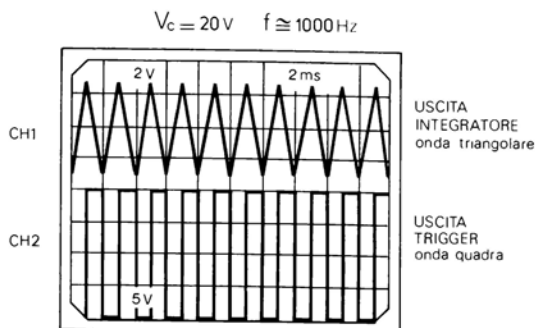
Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 20 V esatti.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 2 V per divisione
- Canale 2: 5 V per dlvisione
- Base dei tempi: 2 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Ruotate il potenziometro R_1 fino a +V (V_c = 20 V) in modo da ottenere la massima frequenza di uscita che con i valori indicati dovrebbe aggirarsi intorno a 1 kHz. Osservate sull'oscilloscopio le due forme d'onda:

Sul canale 1 dovrebbe essere presente un'onda triangolare mentre sul canale 2 dovreste osservare un'onda quadra (con R_a circa il doppio di R_b le due onde dovrebbero essere quasi simmetriche).

Misurate le ampiezze delle due onde che dovrebbero risultare di circa 6.5 V_{pp} per l'onda triangolare e di circa 19 V_{pp} per l'onda quadra.

Passo 4

Con il condensatore C sempre di 3300 pF, regolate R_1 in modo da leggere sul voltmetro tensioni di ingresso (V_c) di 20 V, 19 V, 18 V, ecc.

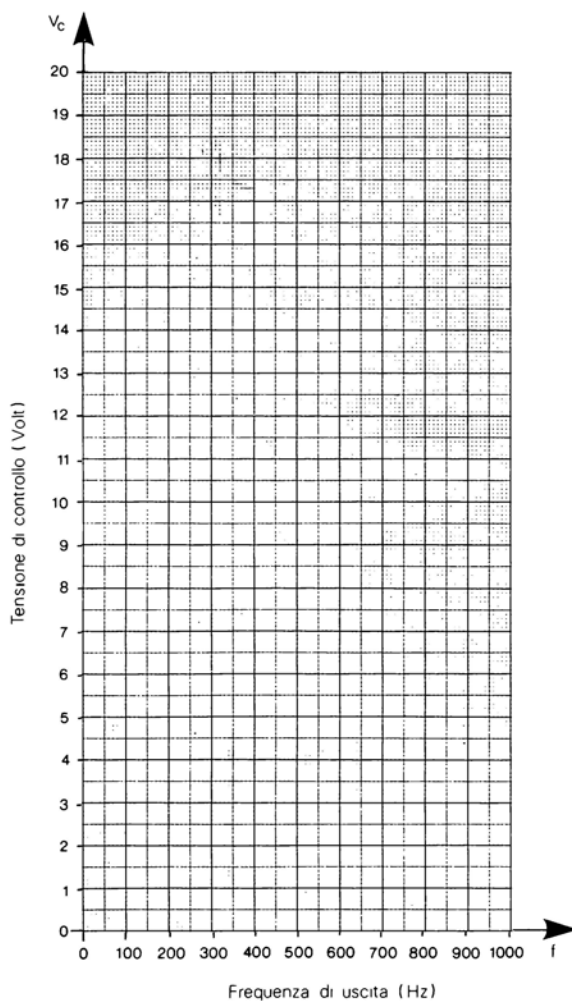
Ad ogni tensione misurate la frequenza di uscita e completate la seguente tabella:

V_c	f (Hz)
20 V	
19 V	
18 V	
17 V	
16 V	
15 V	
14 V	
13 V	

V_c	f (Hz)
12 V	
11 V	
10 V	
9 V	
8 V	
7 V	
6 V	
5 V	

V_c	f (Hz)
4 V	
3 V	
2 V	
1 V	
800 mV	
600 mV	
400 mV	
0	

Dovreste verificare che, maggiore è la tensione di controllo V_c e più elevata è la frequenza.

Riportate i valori della tabella nel seguente grafico e collegate i vari punti in modo da ottenere la curva di funzionamento del VCO (vale a dire il rapporto tra la tensione di controllo V_c e la frequenza di uscita):

Sul grafico dovrebbe risultare una risposta quasi lineare.

Nel mio esperimento il rapporto tra V_c e la frequenza era di circa 47 Hz per Volt. L'esperimento può essere ripetuto con altri valori di C.

PREFAZIONE AGLI ESPERIMENTI SUI CIRCUITI LOGICI

Nei prossimi due esperimenti sono esposti solo alcuni dei circuiti logici possibili. L'intera famiglia dei circuiti logici con CDA è al capitolo 7; a questi vanno aggiunti i circuiti dei par. 63, 64, 65 e 66 del capitolo 2.

Come in tutti i circuiti logici lo stato logico delle uscite viene indicato con «1» (uscita alla massima tensione) o «0» (uscita a 0).

Negli esperimenti all'uscita dei circuiti è collegato un LED che indica lo stato logico (LED acceso = «1» LED spento = «0»).

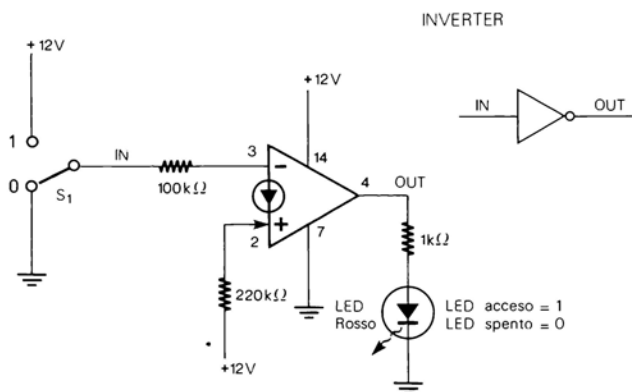
Gli ingressi, invece, sono a livello «1» se sono collegati a +V o ad un'altra uscita che si trovi allo stato logico «1», mentre sono a livello «0» se sono collegati a massa o ad un'altra uscita che si trovi allo stato logico «0».

Gli ingressi non vanno lasciati aperti ma devono essere sempre a «1» o a «0».

ESPERIMENTO N. 21

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un INVERTITORE, di un OR e di un AND con CDA.

Schema del circuito

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 12 V.
(Anche i circuiti esposti più avanti vanno alimentati a 12 V).

Passo 2

Portate il deviatore S_1 nella posizione «1» (IN a «1») ed annotate se il LED è acceso o spento:

Il LED è ____________________________

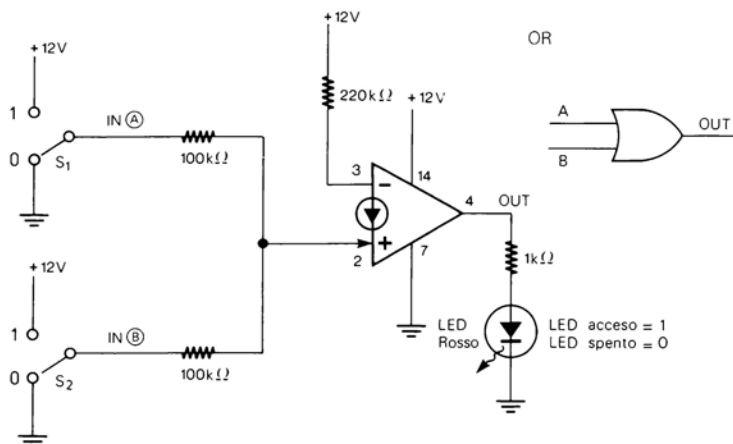
Portate, poi, S_1 nella posizione «0» (IN a «0»), di nuovo annotate se il LED è acceso o spento:

Il LED è ____________________________

Poichè il circuito è un invertitore dovreste aver verificato che, quando l'ingresso (IN) è a «1» l'uscita (OUT) è a «0» (LED spento), mentre quando l'ingresso è a «0» l'uscita è a «1» (LED acceso), come è riassunto nella seguente tabella:

IN (S_1)	OUT
1	0 (LED spento)
0	1 (LED acceso)

Passo 3

Realizzate ora il circuito logico OR secondo il seguente schema:

Passo 4

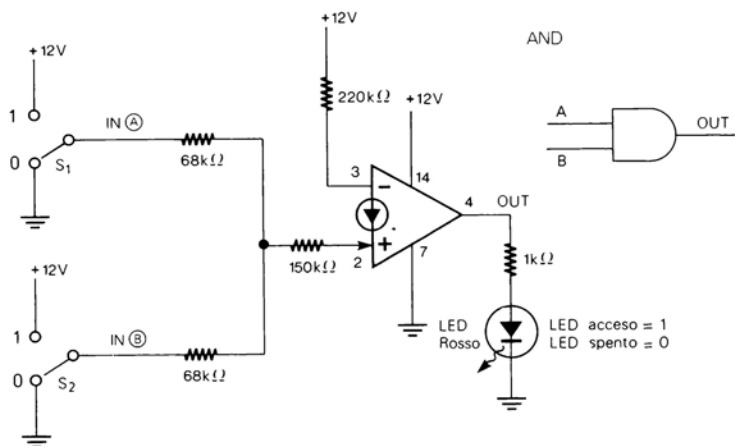
Tramite S_1 ed S_2 provate tutte e quattro le combinazioni di ingresso indicate nella seguente tabella della verità:

OR

A (S_1)	B (S_2)	OUT (LED)
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Se la prova da voi effettuata ha dato gli stessi risultati della tabella, dovreste avere verificato che il circuito logico OR dà un'uscita «0» (LED spento) solo quando entrambi gli ingressi sono a «0».

Passo 5

Realizzate, infine, il circuito logico AND secondo il seguente schema:

Passo 6

Anche con questo circuito provate, tramite S_1 ed S_2, tutte e quattro le combinazioni di ingresso indicate nella seguente tabella della verità:

AND

A (S_1)	B (S_2)	OUT (LED)
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Se il risultato della prova da voi effettuata è lo stesso indicato nella tabella, dovreste avere verificato questa volta che il circuito logico AND dà un'uscita «1» (LED acceso) solo quando entrambi gli ingressi sono a «1».

Passo 7

Invertendo i collegamenti agli ingressi + e - dei CDA, il circuito OR (Passo 3) diventa un NOR ed il circuito AND (Passo 5) diventa un NAND.

Le tabelle della verità di questi circuiti sono le seguenti:

NOR

A	B	OUT
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

NAND

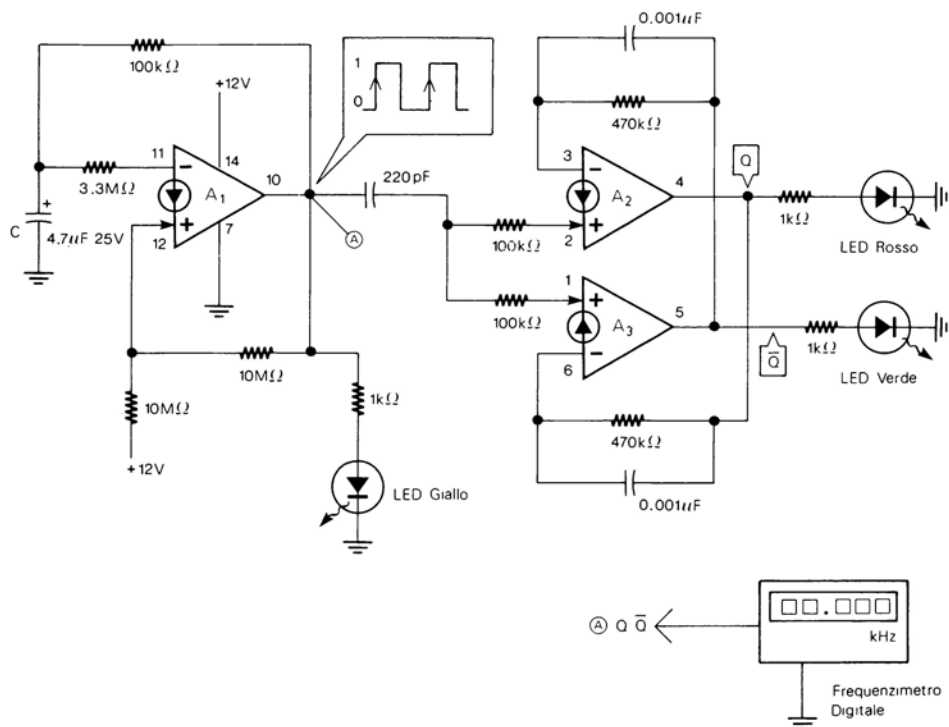
A	B	OUT
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

Anche questi due circuiti possono essere sperimentati provando le varie combinazioni di ingresso nel modo indicato ai Passi 4 e 6.

ESPERIMENTO N. 22

Scopo

Questo esperimento mostra il funzionamento di un FLIP FLOP (un circuito che divide per due la frequenza di ingresso).

Schema del circuito

Passo 1

Realizzate il circuito ed alimentatelo con una tensione di 12 V.

Passo 2

Con il condensatore di 4.7 μF l'oscillatore (A_1) funziona su una frequenza di circa 1 Hz, per cui il LED giallo lampeggia una volta al secondo.

Ogni volta che il LED giallo si accende, i LED rosso e verde posti all'uscita del FLIP FLOP cambiano di stato (al primo impulso di ingresso si accende il LED rosso e si spegne il verde, al secondo si accende il verde e si spegne il rosso, al terzo si accende di nuovo il rosso e così via).

Il FLIP FLOP funziona, quindi, in questo modo:
quando la tensione all'ingresso passa da «0» a «1» l'uscita che si trova a «1» va a «0» e l'uscita che si trova a «0» passa a «1».

Passo 3

Sostituite ora C con un condensatore di 2200 pF.

Passo 4

Misurate la frequenza di uscita dell'oscillatore (punto A) ed annotatela:

Frequenza oscillatore = ________________Hz

Con i valori indicati la frequenza misurata dovrebbe essere di circa 3000 Hz.

Passo 5

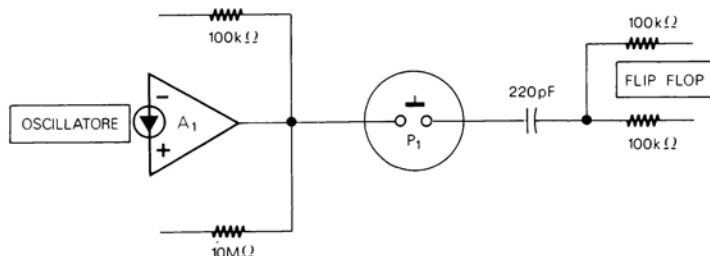
Misurate ora con il frequenzimetro le frequenze alle uscite Q e $\overline{Q}$ del FLIP FLOP, ed annotatele:

Frequenza uscita Q = ________________Hz

Frequenza uscita $\overline{Q}$ = ________________Hz

Poichè il circuito è un divisore per due, qualunque sia la frequenza di ingresso misurata al Passo 4, le due frequenze di uscita dovrebbero risultare la metà. Le due frequenze di uscita, ovviamente, devono essere uguali con la sola differenza che sono invertite di fase (quando Q è a «1» $\overline{Q}$ è a «0», e viceversa) come si è visto al Passo 2.

Passo 6

Sempre con C di 2200 pF collegate ora tra l'oscillatore e il FLIP FLOP un pulsante (P_1) di tipo normalmente aperto:

Ora il FLIP FLOP funziona solo quando si preme P_1.

Passo 7

Provate, quindi, a premere e a rilasciare P_1.

Quando P_1 viene premuto il FLIP FLOP è in funzione e i LED rosso e verde dovrebbero sembrare sempre accesi; in realtà i due LED si accendono e si spengono ad alta velocità.

Quando P_1 viene rilasciato uno dei due LED dovrebbe rimanere acceso e l'altro spento.

Questo fino a che non si preme di nuovo P_1.

Poichè quando P_1 viene rilasciato l'accensione di uno o dell'altro LED è assolutamente casuale, il circuito può essere utilizzato come una «Moneta Elettronica» in cui i LED rosso e verde rappresentano la Testa e la Croce.

BIBLIOGRAFIA

Libri e Note Applicative

1. Jung, W.G. IC Op-Amp Cookbook. Howard W. Sams & Co., Indianapolis, 1974.
2. Berlin, H.M. La Progettazione dei Circuiti Amplificatori Operazionali con Esperimenti. Jackson Italiana Editrice s.r.l., Milano, 1979.
3. Frederiksen, T.M.; Howard, W.M.; Sleeth, R.S. The LM3900 – A New Current Differencing Quad of ± Input Amplifiers. National Semiconductor Application Note An-72, Settembre 1972. National Semiconductor Corp., Santa Clara, California.
4. Motorola Linear IC Data Book. Motorola Semiconductor Products Inc., Phoenix, Arizona.
5. Mortensen, H.H. A Fully Differential Input Voltage Amplifier. National Semiconductor LB-20, Dicembre 1972. National Semiconductor Corp., Santa Clara, California.
6. Berlin, H.M. La Progettazione dei Filtri Attivi con Esperimenti. Jackson Italiana Editrice s.r.l., Milano, 1979.
7. National Semiconductor Linear Applications, Volume 2, Settembre 1976. National Semiconductor Corp., Santa Clara, California.
8. Audio Handbook. Jackson Italiana Editrice s.r.l., Milano, 1977.
9. National Semiconductor Linear Data Book, 1978. National Semiconductor Corp., Santa Clara, California.

Articoli

1. Jung, W.G. «CDA – The New Currente Differencing Amplifier». Popular Electronics, Giugno 1973.
2. Carruthers, J.; Evans, I.H.; Kinsler, J.; Williams, P. «Current – differencing amplifiers». Wireless World, Ottobre 1974.
3. Lancaster, D. «Understanding Active Filters». Popular Electronics, Dicembre 1976.

MARANO

250 PROGETTI CON GLI AMPLIFICATORI DI NORTON